

S. MALATESTA

S. MALATESTA

ELETTRONICA

ELETTRONICA

RADIOTECNICA

E RADIOTECNICA

VOL. II

VOL. II - RADIOTECNICA

EDITORE
C. CURSI
PISA

EDITORE C. CURSI - PISA

SANTE MALATESTA

ORDINARIO NELL'ACCADEMIA NAVALE DI LIVORNO
DOCENTE NELL'UNIVERSITA DI PISA

ELEMENTI DI
ELETRONICA
E
RADIOTECNICA

VOLUME SECONDO
RADIOTECNICA



EDITORE COLOMBO CURSI · PISA

STAMPATO IN ITALIA - PRINTED IN ITALY

—
VIETATA LA RIPRODUZIONE
TOTALE E PARZIALE
—

Le copie non firmate dall'autore sono contraffatte



© COPYRIGHT FEBRUARY 1967 BY COLOMBO CURSI EDITORE - PISA
INDUSTRIA TIPOGRAFICA — COLOMBO CURSI FU GIUSEPPE — PISA

PREFAZIONE

L'INTRODUZIONE nella tecnica elettronica e radio dei dispositivi a semiconduttori ha posto, già da qualche anno, il problema dell'aggiornamento dell'insegnamento dell'elettronica e della radiotecnica e dei relativi testi didattici, finora basati essenzialmente sull'uso dei tubi elettronici. La compilazione di questo testo risponde a tale esigenza: derivato dai miei volumi di Radiotecnica Generale e di Elettronica Generale ed Applicata, esso tenta di armonizzare la tecnica dei tubi con quella dei transistori, così che il lettore sia naturalmente portato ad acquisirle entrambe, contemporaneamente e senza preferenze.

Rispetto ai volumi che l'hanno preceduto, il testo attuale ha subito rinnovamenti profondi, ma lo spirito ed i metodi a cui si informa sono rimasti i medesimi ed io spero che i nuovi lettori notino ed apprezzino quel costante sforzo di chiarezza che mi ha fatto guadagnare in passato l'amicizia dei lettori degli altri miei libri. Si vedrà, a tal proposito, come io abbia sempre cercato di non ingombrare la trattazione dei diversi argomenti con sviluppi matematici preponderanti; questi sono stati invece raccolti in appositi paragrafi o in appendici, in modo da fornire la giustificazione rigorosa di quelle proprietà che erano già state introdotte intuitivamente. Ciò permette di ridurre il pericolo che il lettore, nel primo approccio ad un determinato argomento, rivolga la sua attenzione soprattutto agli sviluppi matematici, che spesso rappresentano per lui la maggiore difficoltà, perdendo di vista il significato fisico ed il lato pratico dei fenomeni. Con questo accorgimento anche questo testo, come quelli che l'hanno preceduto, pur essendo destinato a lettori di cultura

universitaria, risulta pienamente accessibile alla vasta schiera dei tecnici che non posseggono tale cultura.

La suddivisione del testo in tre volumi è stata suggerita da motivi pratici. Non tutti coloro che si dedicano all'elettronica sono interessati ad argomenti che riguardano le telecomunicazioni; analogamente, coloro che si dedicano alla radiotecnica non sempre sono interessati alle operazioni sui segnali a scatto, alle tecniche dei calcolatori, della strumentazione e dei controlli. In tali casi, abbinando il primo volume (*Fondamenti*) al secondo (*Radiotecnica*) od al terzo (*Elettronica Applicata*), il lettore potrà ottenere un testo adatto alle sue particolari esigenze.

Con l'uso abbondante di figure illustrative, di schemi e di diagrammi, con l'impiego frequente di dati di catalogo e con numerosi esempi, ho cercato di rendere la materia viva ed attuale. Spero, con ciò, di essere riuscito efficace anche per i lettori autodidatti e per coloro che non hanno la possibilità di vedere l'applicazione tecnica e sperimentale delle nozioni esposte.

Sarò grato a quei cortesi lettori che vorranno farmi rilievi ed osservazioni o darmi suggerimenti. Esprimo la mia riconoscenza all'Editore per l'intelligente ed amorevole cura che ha dedicato alla stampa ed alla presentazione del testo.

SANTE MALATESTA

Pisa, 11 Febbraio 1967

INTRODUZIONE

AL VOLUME SECONDO

Questo volume ha lo scopo di esporre i principi fondamentali della radiotecnica e di farne conoscere le principali applicazioni. La sua lettura presuppone quella del volume primo, su cui fa affidamento per quanto riguarda lo studio preliminare dei circuiti elettronici, dei tubi e dei transistori.

La prima parte riguarda l'impiego generale dei circuiti elettrici alle radiofrequenze: dopo un capitolo introduttivo che illustra i principi delle radiocomunicazioni e presenta i segnali su cui operano i radioapparati, segue un capitolo a carattere propedeutico e formativo che studia i circuiti risonanti semplici ed accoppiati. Questi sono i costituenti passivi fondamentali degli amplificatori selettivi e degli oscillatori, che formano argomento di studio nei quattro importanti capitoli successivi.

La seconda parte introduce l'elettronica caratteristica dei sistemi di comunicazioni. I capitoli VII ed VIII riguardano le operazioni della modulazione di ampiezza, della conseguente rivelazione e della conversione di frequenza; esse sono utilizzate nei radioapparati (trasmettitori e ricevitori) a modulazione di ampiezza, studiati nei capitoli IX e X ed in quelli a modulazione di frequenza, che sono illustrati nei ca-

pitoli XI e XII insieme con le tecniche particolari di questo tipo di modulazione.

La terza parte (4 capitoli) contiene le basi fisiche e pratiche della irradiazione, ricezione e propagazione delle onde elettromagnetiche. Implicito in tale trattazione è lo studio delle antenne, dei sistemi per il trasporto dell'energia dal trasmettitore all'antenna e da questa al ricevitore (linee, guide d'onda) e di particolari elementi circuitali (linee risonanti, risuonatori a cavità) che trovano impiego alle frequenze molto alte.

I problemi che si presentano a queste frequenze sono studiati nella parte quarta (4 capitoli) che riguarda le onde ultracorte e le microonde e la loro applicazione alla televisione ed al radar. Fra i vari problemi è dato un certo peso, particolarmente nel capitolo XVIII, allo studio del rumore negli amplificatori e negli apparati, argomento che ha importanza sempre più grande nelle moderne telecomunicazioni. L'elettronica del radar e della televisione è, per necessità, appena accennata: essa forma oggetto di studio particolare nel terzo volume.

S. M.

INDICE

1. Introduction	1
2. Theoretical background	2
3. Methodology	3
4. Results	4
5. Discussion	5
6. Conclusions	6
7. References	7
8. Appendix	8
9. Bibliography	9
10. Index	10
11. Glossary	11
12. Acknowledgements	12
13. Author's biography	13
14. Contact information	14
15. Declaration of interest	15
16. Funding sources	16
17. Ethics approval	17
18. Data availability	18
19. Conflicts of interest	19
20. Author contributions	20
21. Correspondence	21
22. Peer review process	22
23. Publication details	23
24. Copyright notice	24
25. Terms and conditions	25
26. Disclaimer	26
27. Privacy policy	27
28. Cookies policy	28
29. Contact us	29
30. About us	30
31. Services	31
32. Careers	32
33. Press releases	33
34. Media enquiries	34
35. News and events	35
36. Publications	36
37. Awards and recognition	37
38. Partnerships	38
39. Collaborations	39
40. Industry relations	40
41. Government relations	41
42. Academic relations	42
43. Public relations	43
44. Investor relations	44
45. Sustainability	45
46. Environmental impact	46
47. Social responsibility	47
48. Governance	48
49. Board of directors	49
50. Executive management	50
51. Shareholders	51
52. Dividends	52
53. Share buyback	53
54. Share repurchase	54
55. Share issuance	55
56. Share subscription	56
57. Share transfer	57
58. Share registration	58
59. Share certificates	59
60. Share records	60
61. Share transfers	61
62. Share transfers by operation of law	62
63. Share transfers by will	63
64. Share transfers by intestacy	64
65. Share transfers by court order	65
66. Share transfers by agreement	66
67. Share transfers by deed	67
68. Share transfers by contract	68
69. Share transfers by assignment	69
70. Share transfers by gift	70
71. Share transfers by sale	71
72. Share transfers by purchase	72
73. Share transfers by subscription	73
74. Share transfers by allotment	74
75. Share transfers by reissue	75
76. Share transfers by redemption	76
77. Share transfers by cancellation	77
78. Share transfers by forfeiture	78
79. Share transfers by escheat	79
80. Share transfers by intestacy	80
81. Share transfers by will	81
82. Share transfers by intestacy	82
83. Share transfers by intestacy	83
84. Share transfers by intestacy	84
85. Share transfers by intestacy	85
86. Share transfers by intestacy	86
87. Share transfers by intestacy	87
88. Share transfers by intestacy	88
89. Share transfers by intestacy	89
90. Share transfers by intestacy	90
91. Share transfers by intestacy	91
92. Share transfers by intestacy	92
93. Share transfers by intestacy	93
94. Share transfers by intestacy	94
95. Share transfers by intestacy	95
96. Share transfers by intestacy	96
97. Share transfers by intestacy	97
98. Share transfers by intestacy	98
99. Share transfers by intestacy	99
100. Share transfers by intestacy	100

PARTE PRIMA

I CIRCUITI ELETTRICI ALLE RADIOFREQUENZE

CAP. I — Principio delle radiocomunicazioni.

1 - Le radioonde	<i>pag.</i> 3
2 - Generazione e ricezione delle radioonde	» 4
3 - Schema generale di un sistema di radiocomunicazioni	» 5
4 - Schema generale delle stazioni trasmettenti e riceventi	» 6
5 - Generalità sulle oscillazioni modulate	» 8
6 - Oscillazioni modulate con segnali sinusoidali	» 11
7 - Composizione spettrale di un'oscillazione modulata in ampiezza	» 13
8 - Composizione spettrale delle oscillazioni modulate in frequenza	» 20
9 - Conseguenze pratiche dell'esistenza dei canali di frequenza delle oscillazioni modulate	» 22

CAP. II — Circuiti risonanti semplici ed accoppiati.

1 - Comportamento in alta frequenza di resistori, condensatori ed induttori	» 25
2 - La risonanza nei circuiti C L R.	» 30
3 - Selettività e banda passante dei circuiti risonanti. Coefficiente di risonanza	» 34
4 - Sovratensione e sovracorrente	» 39
5 - Considerazioni energetiche sulla risonanza	» 41
6 - Attuazione pratica dei circuiti risonanti	» 43
7 - Circuiti risonanti con resistenza attribuibile prevalentemente all'induttore	» 46
8 - Influenza della resistenza del generatore	» 49
9 - Alimentazione del circuito risonante per mutua induzione e sistemi analoghi	» 51
10 - Collegamento di un utilizzatore resistivo al circuito risonante. Rendimento nel trasferimento energetico	» 56
11 - Collegamento per mutua induzione di un utilizzatore resistivo ad un circuito risonante	» 59

12 - Circuiti risonanti accoppiati	pag. 64
13 - Filtri di banda ad accoppiamento induttivo	» 70

CAP. III — Amplificazione di oscillazioni modulate. Amplificatori a pentodi.

1 - Generalità sull'amplificazione di oscillazioni modulate	» 73
2 - Amplificatore a circuito anodico accordato, con accoppiamento a capacità	» 74
3 - Amplificatore con filtro di banda ad accoppiamento induttivo	» 80
4 - Amplificatori selettivi a banda larga	» 85
5 - Amplificatori a banda larga con frequenze d'accordo sfalsate	» 91
6 - Regolazione dell'amplificazione. Tubi a conduttanza mutua variabile	» 95
7 - Varianti circuitali degli amplificatori studiati. Alimentazione in parallelo	» 97

CAP. IV — Amplificazione di oscillazioni modulate con triodi e transistori.

1 - Problemi generali sugli amplificatori a triodi e transistori	» 101
2 - Amplificatori di oscillazioni modulate a triodi. Neutralizzazione	» 102
3 - Amplificatori autoneutralizzati: entrata catodica; cascodo	» 106
4 - Generalità sugli amplificatori a transistori	» 111
5 - Neutralizzazione degli amplificatori a transistori. Entrata di emettitore	» 114
6 - Amplificatori a transistori con interazione controllata	» 115
7 - Regolazione dell'amplificazione negli amplificatori a transistori	» 122

CAP. V — Amplificazione di potenza in alta frequenza.

1 - Considerazioni generali	» 126
2 - Classi di funzionamento degli amplificatori	» 130
3 - Il rendimento nel trasferimento della potenza dal circuito risonante all'utilizzatore	» 133
4 - Funzionamento in classe C di un amplificatore: azione del tubo	» 137
5 - Problemi relativi all'eccitazione dell'amplificatore. Polarizzazione automatica	» 143
6 - Amplificatori di classe C attuati con triodi	» 149
7 - Amplificatori di potenza a radiofrequenza attuati con transistori	» 154
8 - Dipendenza della tensione oscillatoria di uscita dalla tensione di entrata	» 156
9 - Comportamento degli amplificatori di classe C di fronte alle oscillazioni modulate - Amplificazione di classe B	» 158
10 - Esempio di calcolo semplificato di un amplificatore di classe C	» 160
11 - Moltiplicazione di frequenza	» 165

CAP. VI — Oscillatori.

1 - Autoeccitazione di un amplificatore selettivo	» 167
2 - Oscillatore di Meissner	» 169
3 - Gli oscillatori di Hartley e di Colpitts	» 175

4 - Oscillatori a tre punti	pag. 179
5 - Frequenza di un oscillatore e sua stabilità. L'oscillatore ad accoppiamento elettronico	» 186
6 - Il risuonatore a quarzo	» 189
7 - Oscillatori a quarzo	» 193
8 - Oscillatore a quarzo con circuito a ponte	» 196

PARTE SECONDA

SISTEMI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA E DI FREQUENZA

CAP. VII — Modulazione di ampiezza e rivelazione.

1 - Generalità sulla modulazione e la rivelazione	» 201
2 - Metodi di modulazione di ampiezza: amplificatori a triodi e transistori	» 202
3 - Modulazione di ampiezza in amplificatori a pentodi	» 208
4 - Considerazioni energetiche sulla modulazione di ampiezza	» 211
5 - Soppressione della portante. Modulatore bilanciato	» 214
6 - Generalità sulla rivelazione delle oscillazioni modulate in ampiezza	» 216
7 - Prelievo ed amplificazione del segnale rivelato	» 218
8 - Il ricevitore a galena	» 222
9 - Rivelazione ottenuta con triodi (o pentodi) e transistori	» 223
10 - Rivelazione rigenerativa ed oscillatoria	» 224
11 - Rivelazione eterodina	» 226

CAP. VIII — Conversione di frequenza.

1 - Principio della conversione di frequenza	» 229
2 - Mezzi usati per ottenere la conversione di frequenza: circuiti a tubi	» 233
3 - Circuiti per la conversione di frequenza a transistori	» 238
4 - Conversione di frequenza ottenuta con organi non lineari	» 241
5 - Conversione di frequenza ottenuta con regolatori di corrente a parametri variabili. Conduttanza di conversione	» 245

CAP. IX — Radiotrasmittitori a modulazione di ampiezza.

1 - Generalità	» 249
2 - Trasmittitori radiotelegrafici	» 251
3 - Trasmittitori radiotelefonici	» 259
4 - Perfezionamenti e varianti dello schema del radiotrasmittitore a modulazione di ampiezza	» 264
5 - Cenno sui radiotrasmittitori fono-telegrafici	» 271
6 - Impiego dei transistori nei radiotrasmittitori	» 273

CAP. X — Radioricevitori per modulazione d'ampiezza.

1 - Caratteristiche e requisiti dei ricevitori	pag. 275
2 - Schema di principio di un radiorecettore	» 275
3 - Schema di principio e proprietà fondamentali di un ricevitore supereterodina	» 277
4 - Schema elettrico semplificato di un ricevitore supereterodina	» 280
5 - Selettività e fedeltà di un ricevitore	» 287
6 - Sensibilità di un ricevitore e sua regolazione automatica	» 290
7 - Schemi completi di ricevitori radiofonici	» 294
8 - Ricevitori professionali	» 298
9 - Rumori di origine esterna al ricevitore	» 300
10 - Rumori di origine interna ai ricevitori	» 301
11 - Il rapporto segnale-disturbo	» 304

CAP. XI — Modulazione di frequenza e trasmettitori relativi.

1 - Modulazione di frequenza e di fase; generalità	» 307
2 - Richiami sulle oscillazioni modulate in frequenza. Principio della modulazione e rivelazione	» 308
3 - Metodi usati per attuare la modulazione di frequenza. La reattanza elettronica	» 310
4 - Trasmettitori per onde modulate in frequenza: modulazione diretta	» 314
5 - Rappresentazione vettoriale e trigonometrica di un'oscillazione modulata in frequenza	» 318
6 - Modulazione di fase e sua relazione con la modulazione di frequenza	» 320
7 - Conversione della modulazione di fase in modulazione di frequenza	» 322
8 - Modulazione di frequenza indiretta, Modulatori di fase	» 324
9 - Trasmettitori a modulazione indiretta	» 328

CAP. XII — Ricevitori per modulazione di frequenza.

1 - Rivelazione delle oscillazioni modulate in frequenza	» 331
2 - Studio preliminare del discriminatore	» 332
3 - Il discriminatore di Foster-Seeley	» 335
4 - Dipendenza della tensione d'uscita del discriminatore dalla modulazione di ampiezza. Limitatori ed autoregolatori	» 337
5 - Discriminatore a rapporto	» 340
6 - Generalità sui ricevitori per modulazione di frequenza	» 346
7 - Conversione di frequenza e preselezione	» 348
8 - L'amplificatore a frequenza intermedia ed il discriminatore	» 350
9 - L'amplificatore di bassa frequenza	» 351
10 - Comportamento dei ricevitori a modulazione di frequenza di fronte alle interferenze: confronto con la modulazione di ampiezza	» 353
11 - Comportamento dei ricevitori a modulazione di frequenza di fronte ai rumori di origine interna	» 357
12 - Manipolazione telegrafica a spostamento di frequenza	» 358

PARTE TERZA

LE ONDE ELETTROMAGNETICHE

CAP. XIII — Il campo elettromagnetico.

1 - Generalità	pag. 363
2 - Concetto di onda: onde progressive	» 364
3 - Concetto di onda: onde stazionarie	» 369
4 - Propagazione per onde della tensione e della corrente in una linea bifilare - Generalità	» 372
5 - Trasmissione dell'energia attraverso ad una linea	» 375
6 - Attenuazione ed unità logaritmiche	» 378
7 - Riflessione ed onde stazionarie sulle linee	» 380
8 - Risonanza in un tronco di linea - Linee in quarto d'onda	» 384
9 - Il ritardo nelle azioni magnetiche ed elettriche a distanza	» 388
10 - Concatenamento dei campi elettrici e magnetici in variazione - Onda elet- tromagnetica	» 390
11 - Propagazione dell'onda elettromagnetica in una linea bifilare	» 392
12 - Propagazione delle onde e. m. lungo un filo	» 394
13 - Risonanza in un tronco di conduttore - Dipolo	» 395
14 - Antenna Marconiana - Semidipolo	» 398
15 - L'irradiazione di onde e. m. da parte delle antenne	» 401
16 - Guide d'onda	» 402
17 - Risuonatori a cavità	» 406

CAP. XIV — Antenne.

1 - Generalità sul campo e. m. prodotto dalle antenne	» 409
2 - Diagrammi di radiazione - Guadagno	» 413
3 - Resistenza di radiazione - Rendimento di un'antenna	» 417
4 - Dipolo elementare	» 418
5 - Campo elettromagnetico prodotto da due dipoli elementari	» 421
6 - Effetto del suolo - Principio delle immagini	» 423
7 - Dipolo a mezz'onda	» 426
8 - Semidipolo - Antenne verticali vicine al suolo	» 429
9 - Antenne multibanda	» 431
10 - Cenno sulle antenne a larga banda - Dipolo piegato	» 433
11 - Ricezione delle onde elettromagnetiche	» 435
12 - Area equivalente di un'antenna ricevente	» 437
13 - Disturbi atmosferici e parassiti industriali	» 438

CAP. XV — Propagazione delle onde elettromagnetiche.

1 - Generalità	» 441
2 - Onda di superficie	» 442

3 - Onda spaziale - Ionosfera	pag. 444
4 - Propagazione di un'onda elettromagnetica nella ionosfera	» 446
5 - Propagazione delle onde lunghe (15000÷545 m)	» 451
6 - Propagazione delle onde medie (545÷200 m)	» 452
7 - Propagazione delle onde corte (200÷10 m)	» 454
8 - Propagazione delle onde ultracorte e microonde ($\lambda < 10$ m)	» 457

CAP. XVI — Antenne direttive.

1 - Il problema della direttività delle onde e.m.	» 459
2 - Riflettori parabolici e trombe elettromagnetiche	» 461
3 - Allineamenti di radiatori	» 463
4 - Allineamento di dipoli colineari	» 464
5 - Allineamento di dipoli paralleli non in fase - Antenna Yagi	» 465
6 - Allineamento di dipoli paralleli in fase - Cortine di dipoli	» 468
7 - Antenne rombiche	» 470
8 - Antenne a telaio	» 473
9 - Il radiogoniometro	» 478
10 - Errori di rilevamento nel radiogoniometro	» 479
11 - Radiogoniometro Adcok	» 480

PARTE QUARTA

ONDE ULTRACORTE E MICROONDE

CAP. XVII — Tecnica delle frequenze altissime.

1 - Generalità	» 485
2 - Modificazioni della tecnica dei circuiti al crescere della frequenza	» 486
3 - Comportamento dei tubi elettronici alle frequenze altissime	» 490
4 - Il rumore negli amplificatori; generalità	» 494
5 - Rumore dovuto all'agitazione termica degli elettroni nei conduttori (rumore termico)	» 498
6 - Rumore dovuto ai tubi elettronici	» 501
7 - Rapporto segnale-rumore negli amplificatori alle frequenze altissime	» 503
8 - Adattamento della tecnica costruttiva dei tubi alle esigenze delle frequenze altissime	» 508

CAP. XVIII — Microonde.

1 - Generalità sui circuiti nel campo delle microonde	» 511
2 - Interazione fra campi elettrici ed elettroni; modulazione di velocità	» 512
3 - Il klystron	» 514

4 - Il tubo ad onda progressiva	pag. 517
5 - Il magnetron	» 520
6 - Cenno sulla ricezione delle microonde	» 525
7 - Cenno sui ponti radio	» 529

CAP. XIX — Televisione.

1 - Suoni ed immagini - Il principio della televisione	» 531
2 - L'emissione fotoelettrica e le cellule fotoelettriche	» 534
3 - I tubi da presa televisiva: iconoscopio, orticon	» 537
4 - I tubi per la riproduzione televisiva	» 542
5 - Esplorazione e sincronizzazione	» 543
6 - Banda di frequenze occupata da una trasmissione televisiva. Cenno ai sistemi trasmettenti e riceventi	» 545

CAP. XX — Radar.

1 - Generalità sugli apparati per la radionavigazione	» 551
2 - Il principio della radiolocalizzazione	» 552
3 - Schema di principio di un radar	» 553
4 - L'indicatore ed i vari tipi di presentazione	» 557
5 - Ricevitore	» 563
6 - Il trasmettitore, il modulatore ed il pilota di cadenza	» 565
7 - La portata fisica del radar. Equazione del radar	» 566
INDICE ALFABETICO	» 571

PARTE PRIMA

I CIRCUITI ELETTRICI
ALLE RADIOFREQUENZE

CAPITOLO I

PRINCIPIO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

1. — Le radioonde.

Nella vita moderna l'esistenza della radio è così connaturata in noi che è possibile parlare di radioonde ancor prima di averle definite con esattezza. Sappiamo che le onde radio — come la luce, i raggi X, ecc. — sono *onde elettromagnetiche*: essenzialmente campi elettrici e magnetici coesistenti ed in rapida variazione, che si propagano con la velocità della luce ($c=3,10^8$ m/sec). Per esse, come per le onde di qualsiasi natura, sono definibili la lunghezza d'onda λ (metri) e la frequenza f (hertz) legate alla velocità di propagazione c dalla nota relazione:

$$(1) \quad \lambda f = c .$$

Le radioonde attualmente usate hanno lunghezze d'onda comprese fra qualche chilometro ed 1 cm. Esse sono classificate in funzione della frequenza e della lunghezza d'onda nel modo indicato nella Tav. 1; per consuetudine sono anche suddivise nelle seguenti *gamme d'onda*:

<i>Onde lunghe</i>	da 15 km a 545 m	(20 kHz < f < 550 kHz),
<i>Onde medie</i>	da 545 m a 200 m	(550 kHz < f < 1,5 MHz),
<i>Onde corte</i>	da 200 m a 10 m	(1,5 MHz < f < 30 MHz),
<i>Onde ultracorte</i>	da 10 m a 1 m	(30 MHz < f < 300 MHz),
<i>Microonde</i>	sotto il metro	(300 MHz < f).

Le onde lunghe, molto impiegate in passato, hanno ora un uso limitato per comunicazioni a grandi distanze e con sommergibili immersi. Le onde medie sono usate quasi esclusivamente per la radiodiffusione

a modulazione di ampiezza. Le onde corte sono usate, sia per la radio-diffusione, sia soprattutto per le comunicazioni a grande distanza. Le onde ultracorte e le microonde, infine, sono usate per le comunicazioni

TAV. 1 — Classificazione delle radioonde.

Classe	Sigla	Frequenza	Lunghezza d'onda
Onde miriametriche (frequenze bassissime)	V. L. F. (very low frequency)	3 — 30 kHz	100 — 10 km
Onde chilometriche (frequenze basse)	L. F. (low frequency)	30 — 300 kHz	10 — 1 km
Onde ettometriche (frequenze medie)	M. F. (medium frequency)	300 — 3000 kHz	1000 — 100 m
Onde decametriche (frequenze alte)	H. F. (high frequency)	3 — 30 MHz	100 — 10 m
Onde metriche (frequenze altissime)	V. H. F. (very high frequency)	30 — 300 MHz	10 — 1 m
Onde decimetriche (frequenze ultra alte)	U. H. F. (ultra-high frequency)	300 — 3000 MHz	100 — 10 cm
Onde centimetriche (frequenze super alte)	S. H. F. (super-high frequency)	3000 — 30000 MHz	10 — 1 cm

telefoniche e telegrafiche interurbane (ponti radio) ed intercontinentali (per mezzo di satelliti), per la radiodiffusione a modulazione di frequenza, per la televisione e per il radar.

2. — Generazione e ricezione delle radioonde.

Una corrente alternata di frequenza f circolante in un conduttore genera nello spazio circostante un'onda elettromagnetica di frequenza f e di ampiezza proporzionale a quella della corrente, in maniera formalmente simile a quanto avviene per una corrente a frequenza fonica che, circolando nella bobina di un altoparlante, genera nello spazio un'onda sonora. In pratica, solo se la frequenza della corrente è molto elevata — dell'ordine di quelle citate nel paragrafo precedente — ed il conduttore irradiante ha dimensioni e forme opportune (*antenna trasmittente*), l'onda e.m. può avere intensità sufficiente per essere utilizzata.

Se l'onda e.m. irradiata dall'antenna trasmittente, nella sua propagazione nello spazio, investe un conduttore dello stesso tipo dell'antenna

trasmettente (*antenna ricevente*) genera in esso una f.e.m. alternativa di pari frequenza e con ampiezza proporzionale alla propria (come un'onda sonora che investe un microfono). Nell'antenna ricevente nasce così una f.e.m. che ha la stessa frequenza della corrente immessa nell'antenna trasmittente ed ampiezza proporzionale alla sua ampiezza. Se l'antenna ricevente fa parte di un circuito, si avrà in questo una corrente e quindi una certa energia, la quale proviene evidentemente dal generatore di corrente alternata che alimenta l'antenna trasmittente.

Questa semplice schematizzazione dei fenomeni mostra già alcuni dei più importanti elementi che dovranno essere oggetto di studio: la produzione delle correnti alternate a radiofrequenza, lo studio dei circuiti in cui queste correnti agiscono, lo studio delle proprietà radianti e riceventi delle antenne, la generazione, la propagazione e la captazione delle onde e.m. ed infine l'utilizzazione dell'energia ricevuta.

3. — Schema generale di un sistema di radiocomunicazioni.

Il trasferimento di energia dall'antenna trasmittente a quella ricevente è utilizzato per permettere la riproduzione in un luogo, che chiameremo *stazione ricevente*, di messaggi telegrafici, di suoni e di immagini ottiche, prodotti in un luogo diverso, che chiameremo *stazione trasmittente*. Messaggi telegrafici, suoni ed immagini ottiche sono traducibili in *segnali elettrici* $x = x(t)$ mediante opportuni trasduttori. (tasto Morse, o apparecchi più perfezionati, per i primi; microfono o pick-up per i secondi; speciali dispositivi basati sull'effetto fotoelettrico per gli ultimi).

I segnali così ottenuti sono utilizzati per imprimere sulle onde elettromagnetiche, che l'antenna irradia, l'*informazione* che essi contengono. Per questo, nella stazione trasmittente, uno speciale apparato elettrico (*trasmettitore*) produce ed invia in antenna una corrente alternata ad alta frequenza, $i = I \sin(2\pi ft + \varphi)$, di cui viene variata una delle caratteristiche (ampiezza I , frequenza f , fase φ) con la legge stessa del segnale da trasmettere. Se si fa variare l'ampiezza I proporzionalmente al segnale $x(t)$ si ha la *modulazione di ampiezza*; se si fa variare proporzionalmente ad $x(t)$ la frequenza f o la fase φ si ha la *modulazione di frequenza o di fase*.

La corrente a radiofrequenza, così modulata dal segnale, circolando nell'*antenna trasmittente*, dà luogo ad un'irradiazione di energia sotto forma di onde e.m.: queste risultano, dunque, modulate in ampiezza,

frequenza o fase con le caratteristiche del segnale e quindi portano con sé l'informazione ad esso connessa ⁽¹⁾. L'*antenna ricevente* capta una parte dell'energia irradiata dall'antenna trasmittente e la convoglia in un apparato elettronico (*radioricevitore*) destinato ad effettuare l'operazione inversa di quella svolta nel trasmettitore: a trarre, cioè dall'oscillazione a radiofrequenza raccolta dall'antenna ricevente un segnale elettrico simile a quello che nel trasmettitore aveva modulato la corrente d'antenna (*segnale modulante*), il quale contiene l'informazione che è l'oggetto della trasmissione. Tale operazione, reciproca della modulazione, si chiama *rivelazione*.

4. — Schema generale delle stazioni trasmittenti e riceventi.

In una stazione trasmittente vi è dapprima il trasduttore (microfono, macchina telegrafica, ecc.) che traduce in tensione o corrente variabile (*segnale*) l'informazione da trasmettere. Il segnale viene applicato all'apparato elettronico (*radiotrasmettitore*) per compiere l'operazione di *modulazione* dell'oscillazione a radiofrequenza destinata all'antenna. In generale il segnale d'entrata non è sufficientemente ampio per compiere la modulazione: deve perciò essere *amplificato* mediante apposito *amplificatore* contenuto entro il trasmettitore ⁽²⁾. Intanto un altro organo del trasmettitore (*oscillatore*) genera l'oscillazione a radiofrequenza destinata ad essere modulata ed inviata nell'antenna trasmittente. Generalmente anche l'oscillazione a radiofrequenza nasce assai meno ampia di quanto occorre e deve perciò essere amplificata da un *amplificatore a radiofrequenza*. Ottenuti separatamente, nelle proporzioni desiderate, il segnale che porta l'informazione e l'oscillazione a radiofrequenza, ne viene compiuta la combinazione in un apposito organo di modulazione il quale compie una delle tre operazioni che abbiamo chiamato modulazione di ampiezza, di frequenza o di fase. Si ottiene così un'oscillazione a radio-

(1) - Se il nostro occhio fosse sensibile alle onde radio come alle onde luminose, vedremmo le antenne trasmittenti brillare come lampade: la luce varierebbe di intensità con la legge del segnale nel caso della modulazione di ampiezza, mentre varierebbe di colore nella modulazione di frequenza. Non è attuabile la modulazione di fase della luce di una lampada; mostreremo in seguito, peraltro, che la modulazione di fase può ricondursi ad una particolare forma di modulazione di frequenza.

(2) - Se il segnale è di tipo fonico (segnale di bassa frequenza) l'amplificatore sarà attuato coi metodi e criteri visti nel Vol. I, Cap. XI-XII.

frequenza, modulata, la quale possiede in sè i caratteri del segnale da trasmettere: essa viene applicata all'antenna trasmittente, o direttamente, o tramite adatti amplificatori (*amplificatori di potenza a radiofrequenza*) che le conferiscono la potenza necessaria all'irradiazione. Naturalmente tale potenza (e tutta la potenza necessaria per compiere le altre operazioni) proviene da un alimentatore e, in ultima analisi, da una rete di distribuzione dell'energia.

Nella stazione ricevente le oscillazioni indotte nell'antenna ricevente dalle onde e. m. provenienti dalle varie stazioni trasmettenti sono applicate al radiorecettore e qui selezionate mediante circuiti filtranti che

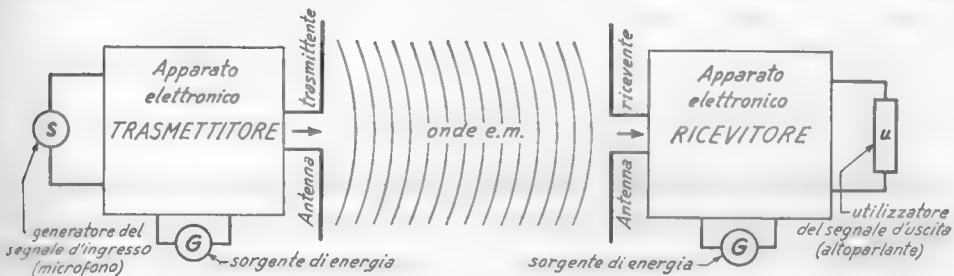


Fig. 1 — Schema di principio di un sistema di radiocomunicazioni.

utilizzano il fenomeno della risonanza. L'oscillazione prescelta viene rinforzata in un *amplificatore a radiofrequenza*, dopo di che ha luogo l'operazione di *rivelazione*, con la quale si separa il segnale che porta l'informazione dall'oscillazione a radiofrequenza. Il segnale di informazione viene successivamente amplificato da un apposito amplificatore ⁽³⁾ e condotto ad azionare l'organo che deve riprodurre il fenomeno da cui si è partiti (altoparlante, macchina scrivente telegrafica, tubo a raggi catodici, ecc.). Anche qui, naturalmente la potenza erogata dall'altoparlante e quella necessaria per le altre operazioni proviene da un alimentatore e, in definitiva, da pile o da una rete di distribuzione dell'energia.

Come appare dal precedente rapido esame, il trasmettitore ed il ricevitore sono apparati elettronici che obbediscono ai criteri generali visti nel Vol. I (Cap. I, n. 2, fig. 1) e rispondono allo schema generale di principio in esso indicato, ridisegnato per i due casi attuali nella figura 1.

⁽³⁾ - Se il segnale è di tipo fonico l'amplificatore avrà la struttura già studiata nel Vol. I, Cap. XI-XII.

Per studiare le varie operazioni sui segnali che in essi si compiono è necessario rendersi conto della natura e delle proprietà dei segnali stessi: lo faremo nei prossimi paragrafi rimandando ad un tempo successivo lo studio delle onde elettromagnetiche che ai segnali sono così strettamente legate (Cap. XIII).

5. — Generalità sulle oscillazioni modulate.

Negli apparati elettronici delle radiocomunicazioni si incontrano segnali dei tipi più vari, per i quali valgono le considerazioni svolte nel Vol. I, Cap. I, n. 3: fra tutti hanno un ruolo predominante le *oscillazioni sinusoidali modulate* su cui è opportuno soffermarsi.

Consideriamo un'oscillazione (tensione o corrente) sinusoidale:

$$(1) \quad y(t) = Y \operatorname{sen}(2\pi f t + \varphi) ,$$

ed un segnale $x = x(t)$ al cui andamento nel tempo è legata l'informazione relativa ad un determinato fenomeno (voce, suono, messaggio telegrafico, immagine). Si dirà che l'oscillazione è modulata dal segnale $x(t)$ se la sua ampiezza o la sua frequenza o la sua fase sono fatte variare in concomitanza al segnale stesso. Precisamente, nella modulazione di ampiezza, l'ampiezza Y vien fatta variare (*) attorno ad un valore fisso Y_0 proporzionalmente ad $x(t)$, ossia con la legge:

$$(2) \quad Y(t) = Y_0 + a x(t) ,$$

dove a è un coefficiente di proporzionalità. Per chiarire, nella figura 2 a) è mostrato un particolare segnale $x = x(t)$ (ad esempio, la tensione prodotta da un microfono) mentre nel diagramma b) è indicata un'oscillazione sinusoidale (ad esempio una corrente) *modulata in ampiezza* dal primo. Si chiama *inviluppo* dell'oscillazione modulata la linea ideale che si appoggia superiormente alle cime dell'oscillazione, linea che è indicata a tratti nella figura 2 b) a destra, in prosecuzione all'oscillazione: manifestamente, essa rappresenta graficamente la funzione $Y(t) = Y_0 + a x(t)$. Dalla formula (2) e dalla figura possiamo notare che quando il *segnale modulante* $x(t)$ è nullo (come prima dell'istante t_1), l'ampiezza dell'oscil-

(*) - Con quali metodi ciò sia fatto sarà visto nel Cap. VII.

lazione è Y_0 ; quando il segnale modulante è maggiore di zero (intervalli di tempo $t_1 t_2$, $t_3 t_4$, $t_5 t_6$) l'ampiezza Y è maggiore di Y_0 mentre essa è

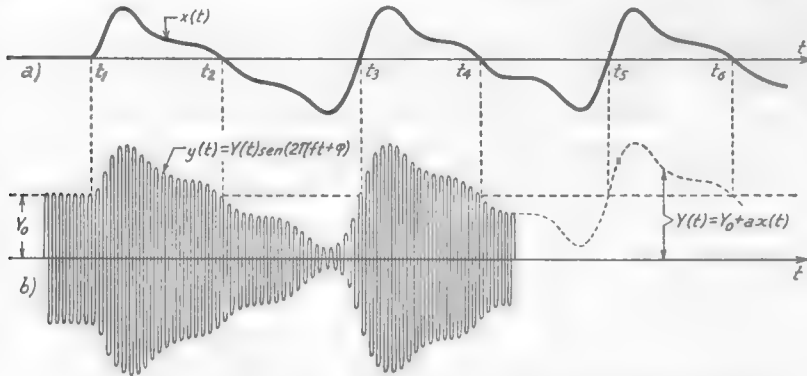


Fig. 2 — Generico segnale ed oscillazione sinusoidale modulata in ampiezza da esso.

minore di zero quando il segnale $x(t)$ è negativo (come negli intervalli di tempo $t_2 t_3$ e $t_4 t_5$).

Nella *modulazione di frequenza* l'ampiezza Y è costante mentre la frequenza è fatta variare ⁽⁵⁾ attorno ad un valore fisso f_0 proporzionalmente al segnale modulante $x(t)$, ossia con la legge:

$$(3) \quad f = f_0 + b x(t),$$

essendo b un coefficiente di proporzionalità. Un esempio generico dell'andamento di un'oscillazione modulata in frequenza è indicato

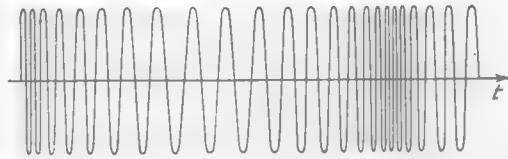


Fig. 3 — Generico andamento di un'oscillazione modulata in frequenza.

nella figura 3: la frequenza è uguale ad f_0 (ad es., 90 MHz) quando il segnale modulante è uguale a zero e diviene maggiore o minore di tale valore a seconda che il segnale è positivo o negativo.

Nella *modulazione di fase* è l'angolo φ che viene fatto variare ⁽⁶⁾, attorno ad un valore fisso φ_0 , proporzionalmente al segnale modulante

⁽⁵⁾ - Coi metodi che saranno studiati nel Cap. XI.

⁽⁶⁾ - Le modalità con cui ciò è ottenuto saranno viste nel Cap. XI.

$x(t)$; la legge con cui la fase φ varia è, pertanto:

$$(4) \quad \varphi(t) = \varphi_0 + c x(t),$$

essendo c una costante di proporzionalità. Nella figura 4 è confrontato l'andamento di un'oscillazione modulata in fase (curva continua) con quello di un'oscillazione a fase fissa φ_0 (curva a tratti): la figura corrisponde ad un intervallo di tempo in cui l'oscillazione modulata sta progressivamente anticipando di fase.

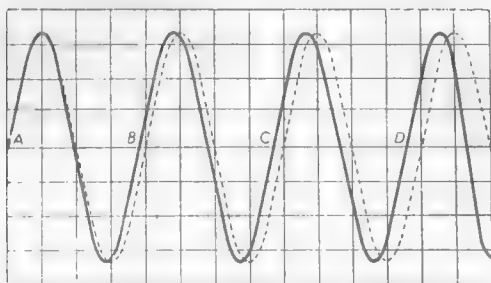


Fig. 4 — L'oscillazione a tratto continuo anticipa progressivamente di fase rispetto all'oscillazione di riferimento a fase fissa (curva a tratti): ciò corrisponde ad una variazione in aumento della frequenza.

progressivamente anticipando di fase. L'esame della figura mostra chiaramente che la variazione di fase (anticipo) è ottenuta a spese di una variazione (diminuzione) del periodo: poichè alla variazione del periodo corrisponde una variazione della frequenza della oscillazione, si trae la conclusione che *inevitabilmente la modulazione di fase provoca una modulazione di frequenza*. Vedremo in seguito

to gli stretti legami fra le due modulazioni, le quali appartengono ad un medesimo tipo, che si dice *modulazione angolare*; accenniamo, però, fin d'ora, che la modulazione di fase — più che costituire la base di particolari sistemi di comunicazione, come le modulazioni di ampiezza e di frequenza — è attualmente usata unicamente per ottenere la modulazione di frequenza con particolari pregevoli caratteristiche. Per questo, nel seguito, ci occuperemo solo indirettamente della modulazione di fase e faremo soprattutto riferimento alle modulazioni di frequenza e di ampiezza.

Per ricavare elementi quantitativi sulle oscillazioni modulate conviene considerare come segnale modulante, non un segnale generico, come qui si è fatto, ma un segnale sinusoidale: lo studio che con ciò faremo nel prossimo paragrafo si inquadra nel metodo di studio con *segnali di prova sinusoidali* che ha già costituito un valido mezzo di lavoro nel Vol. I (Cap. I, n. 4).

6. — Oscillazioni modulate con segnali sinusoidali.

Assumendo come segnale modulante un segnale sinusoidale di ampiezza X e frequenza f_m , $x(t) = X \sin 2\pi f_m t$, l'espressione dell'ampiezza $Y(t)$ dell'oscillazione modulata in ampiezza (n.5, form.2) diviene:

$$(1) \quad Y(t) = Y_0 + a X \sin 2\pi f_m t = Y_0 + M \sin 2\pi f_m t,$$

dove si è posto $M = a X$. Nella figura 5 è mostrata la rappresentazione

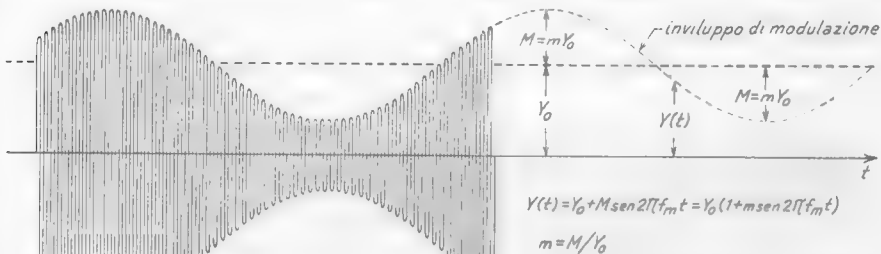


Fig. 5 — Oscillazione sinusoidale modulata in ampiezza da un segnale sinusoidale.

grafica dell'oscillazione modulata ed il modo di variare della sua ampiezza $Y(t)$, indicato dalla curva *involuppo*.

Manifestamente M può assumere qualsiasi valore compreso fra 0 ed Y_0 : si chiama *grado di modulazione* il rapporto $m = M/Y_0$, il cui significato appare evidente dalle figure 5 e 6. Spesso il grado di modulazione è espresso in per cento e viene allora chiamato *profondità di modulazione*: ad esempio nelle oscillazioni modulate della figura 6 si ha $M = 0,5 Y_0$ ed $M = Y_0$ per cui la profondità di modulazione è rispettivamente il 50% ($m = 0,5$) ed il 100% ($m = 1$). Con l'introduzione del grado di modulazione

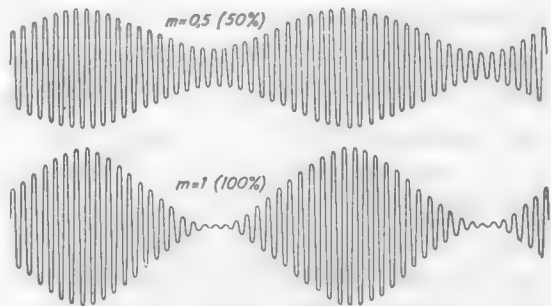


Fig. 6 — Oscillazioni sinusoidali modulate in ampiezza al 50% ($m = 0,5$) ed al 100% ($m = 1$).

l'espressione dell'ampiezza dell'oscillazione modulata (form. 1) diviene:

$$(2) \quad Y(t) = Y_0 + m Y_0 \text{sen } 2\pi f_m t = Y_0 (1 + m) \text{sen } 2\pi f_m t .$$

Nella *modulazione di frequenza* con un segnale sinusoidale $x(t) = X \text{sen } 2\pi f_m t$ l'espressione della frequenza (n. 5, form. 3) diviene:

$$(3) \quad f = f_0 + b X \text{sen } 2\pi f_m t = f_0 + \delta \text{sen } 2\pi f_m t .$$

Il coefficiente δ , proporzionale all'ampiezza X del segnale modulante ($\delta = b X$), è detto *deviazione di frequenza* e rappresenta lo scarto massimo che la frequenza f subisce dal valore f_0 ; la rappresentazione grafica dell'oscillazione modulata in frequenza sinusoidalmente ed il

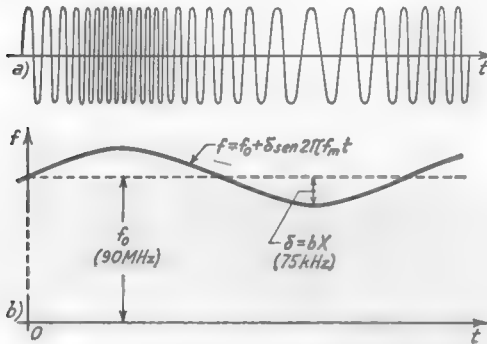


Fig. 7 — Oscillazione sinusoidale modulata in frequenza da un segnale sinusoidale.

modo di variare di f sono indicati nei diagrammi *a)* e *b)* della figura 7. In sostanza δ gioca, per la modulazione di frequenza, lo stesso ruolo che, nella modulazione di ampiezza, ha il coefficiente $M = m Y_0$ (fig. 5); questo rappresenta, infatti, lo scarto massimo subito dall'ampiezza Y dal valore Y_0 . Ma mentre M può raggiungere il valore Y_0 ($m = 1$, modulazione al 100%), normalmente la deviazione δ non raggiunge che una frazione piccolissima (inferiore all'1%) della frequenza f_0 : nei sistemi di radio-diffusione — che rappresentano un caso tipico — la deviazione δ ha come massimo valore 75 kHz, mentre f_0 ha valori compresi fra 88 e 100 MHz.

È opportuno chiarire gli ordini di grandezza con un esempio numerico: supponiamo (in conformità con quanto è indicato nella figura 7) che la frequenza dell'oscillazione non modulata sia $f_0 = 90$ MHz, il segnale modulante abbia frequenza $f_m = 800$ Hz ed ampiezza X tale che risulti $\delta = b X = 75$ kHz. In tali condizioni la frequenza dell'oscillazione varia ritmicamente, 800 volte al secondo, fra i valori $(90000 + 75)$ kHz e $(90000 - 75)$ kHz; se l'ampiezza X del segnale modulante si dimezzasse, la frequenza varierebbe (ancora 800 volte al secondo) fra i valori $(90000 + 37,5)$ kHz e $(90000 - 37,5)$ kHz. Se, invece, rimanendo inalterata la primitiva ampiezza, la frequenza f_m del segnale modulante divenisse

1000 Hz, la frequenza f dell'oscillazione modulata varierebbe fra i valori $(90000 + 75)$ kHz e $(90000 - 75)$ kHz, non più 800 volte ma 1000 volte al secondo.

Nella *modulazione di fase* di una generica oscillazione sinusoidale $y = Y \text{sen}(2\pi f_o t + \varphi)$, se il segnale modulante è sinusoidale $x(t) = X \text{sen} 2\pi f_m t$, l'espressione della fase (n.5, form.4) diviene:

$$(4) \quad \varphi = \varphi_o + c X \text{sen} 2\pi f_m t = \varphi_o + \gamma \text{sen} 2\pi f_m t .$$

Il coefficiente γ , proporzionale all'ampiezza X del segnale modulante ($\gamma = c X$), è detto *deviazione di fase* e si misura in radianti: la deviazione di fase nei casi pratici è dell'ordine di una frazione di radiante o di qualche radiante. Si è già detto nel n.5 che alla modulazione di fase corrisponde una modulazione di frequenza: possiamo ora precisare (e lo dimostreremo nel Cap.XI) che *un'oscillazione modulata in fase con deviazione γ e frequenza modulante f_m è del tutto equivalente ad un'oscillazione modulata in frequenza con pari frequenza modulante f_m e deviazione di frequenza $\delta = \gamma f_m$ (').* La legge di variazione della frequenza attorno al valore f_o corrispondente alla legge di variazione della fase (4) risulta:

$$(5) \quad f = f_o + \gamma f_m \cos 2\pi f_m t = f_o + \gamma f_m \text{sen} \left(2\pi f_m t + \frac{\pi}{2} \right),$$

e mostra uno sfasamento di $\pi/2$ fra le leggi di variazione della frequenza e della fase corrispondenti.

Vedremo in seguito il valore pratico delle osservazioni precedenti: ora ci occuperemo invece di un argomento della più grande importanza che è la *composizione spettrale* (Vol. I, Cap. I, n. 4) delle oscillazioni modulate.

7. — Composizione spettrale di un'oscillazione modulata in ampiezza.

Le oscillazioni sinusoidali, una volta modulate, non rimangono più, a rigore, sinusoidali perchè l'ampiezza, la frequenza o la fase, invece che essere costanti, variano nel tempo. Occorre però osservare che in tutti i casi pratici le variazioni di ampiezza, frequenza o fase prodotte dalla modulazione sono *molto lente* rispetto al periodo dell'oscillazione: occorrono cioè molti e molti cicli dell'oscillazione perchè possa riscontrarsi

(') - Se, ad esempio, la deviazione di fase è 1 radiante e la frequenza modulante è 1000 Hz risulta $\delta = \gamma f_m = 1000$ Hz.

una sensibile variazione del parametro interessato ⁽⁸⁾. Così nell'esempio di modulazione di frequenza con segnale sinusoidale preso in considerazione nel numero precedente ($f_o = 90 \text{ MHz}$, $f_m = 800 \text{ Hz}$, $\delta = 75 \text{ kHz}$) occorrono circa trentamila oscillazioni affinché la frequenza subisca, dal valore di riposo f_o , la sua piena variazione, che è poi appena l'uno per mille di f_o ⁽⁹⁾.

L'osservazione precedente è molto importante perchè, in molti casi pratici, essa consente di considerare sinusoidali le oscillazioni modulate

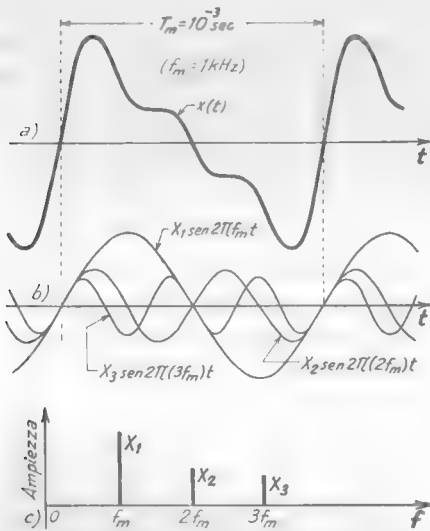


Fig. 8 - Segnale periodico non sinusoidale e sua composizione spettrale.

ed usare così per esse i metodi di calcolo dei circuiti, tipici dei segnali sinusoidali (Vol. I, Cap. I, II, III). L'approssimazione non è più lecita, però, quando l'oggetto dello studio è proprio quello di conoscere il comportamento effettivo dei circuiti nei riguardi della modulazione e quindi dell'informazione ad essa legata. L'oscillazione, in tali condizioni, va pensata, com'è in effetti, non sinusoidale e pertanto va considerata come somma di oscillazioni sinusoidali semplici di opportuna ampiezza, frequenza e fase.

Ricordiamo, infatti, che qualsiasi segnale non sinusoidale può

essere pensato come sovrapposizione di oscillazioni sinusoidali (Vol. I, Cap. I, n. 4). La composizione spettrale cambia generalmente da momento a momento, ma se il segnale è periodico essa è del tutto determinata ed invariabile nel tempo ⁽¹⁰⁾: a titolo di esempio, nella figura 8 è indicato

⁽⁸⁾ - Sotto questo aspetto le figure 5, 6 e 7 non sono veritiere: il numero di oscillazioni contenute entro un periodo del segnale modulante è stato mantenuto piccolo ad arte per chiarezza di disegno.

⁽⁹⁾ - La frequenza $f = f_o + \delta \text{ sen } 2\pi f_m t$ passa dal valore f_o al valore $f_o + \delta$ (o $f_o - \delta$) in un tempo Δt pari ad un quarto del periodo T_m del segnale modulante: $\Delta t = T_m/4 = 1/4 f_m$. D'altra parte il periodo dell'oscillazione non modulata è $T_o = 1/f_o$, per cui entro l'intervallo Δt vi sono approssimativamente $\Delta t/T_o = f_o/4 f_m = 9 \cdot 10^7/4 \cdot 800 = 28000$ cicli dell'oscillazione.

⁽¹⁰⁾ - Essa è matematicamente definita dalla serie di Fourier (Vol. I, Cap. I, n. 11).

in *a*) un segnale $x(t)$ di bassa frequenza ($f=f_m=1$ kHz), periodico ma non sinusoidale, di cui è eseguita in *b*) la scomposizione nei segnali sinusoidali componenti, mentre in *c*) è riportato il corrispondente *spettro di ampiezza*.

La stessa cosa vale per le oscillazioni modulate: la scomposizione è poi estremamente semplice nel caso delle oscillazioni modulate in ampiezza da un segnale sinusoidale. Consideriamo infatti un'oscillazione sinusoidale $y=Y \operatorname{sen} 2\pi f_o t$ modulata in ampiezza, con grado di modulazione m , da un segnale sinusoidale di frequenza f_m ; la legge di variazione dell'ampiezza è pertanto la (2) del n. 6 e l'espressione dell'oscillazione stessa risulta:

$$(1) \quad y = Y_o (1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_m t) \operatorname{sen} 2\pi f_o t .$$

Essa può essere scritta:

$$(2) \quad y = Y_o \operatorname{sen} 2\pi f_o t + (m Y_o \operatorname{sen} 2\pi f_m t) \operatorname{sen} 2\pi f_o t ,$$

e mediante semplici trasformazioni trigonometriche ⁽¹⁾ diviene:

$$(3) \quad y = Y_o \operatorname{sen} 2\pi f_o t + \frac{m Y_o}{2} \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o - f_m) t + \frac{\pi}{2} \right] + \\ + \frac{m Y_o}{2} \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o + f_m) t - \frac{\pi}{2} \right] .$$

Questa relazione mostra che un'oscillazione modulata in ampiezza sinusoidalmente può considerarsi la somma di tre oscillazioni sinusoidali — denominate *oscillazione portante*, *oscillazione laterale inferiore*, *oscillazione laterale superiore* — le cui ampiezze, frequenze e fasi sono:

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{lll} \text{oscillazione portante} & Y_o & , \quad f_o & , \quad 0 \\ \text{oscillazione laterale inferiore} & \frac{m Y_o}{2} & , \quad f_o - f_m & , \quad \frac{\pi}{2} \\ \text{oscillazione laterale superiore} & \frac{m Y_o}{2} & , \quad f_o + f_m & , \quad -\frac{\pi}{2} . \end{array} \right.$$

⁽¹⁾ - Si sfrutta la formula:

$$\operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta) = \frac{1}{2} \operatorname{sen} \left[(\alpha - \beta) + \frac{\pi}{2} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \left[(\alpha + \beta) - \frac{\pi}{2} \right] .$$

È da rilevare soprattutto che le due *oscillazioni laterali* hanno frequenze che si ottengono da quella della *portante*, f_0 , sottraendo od

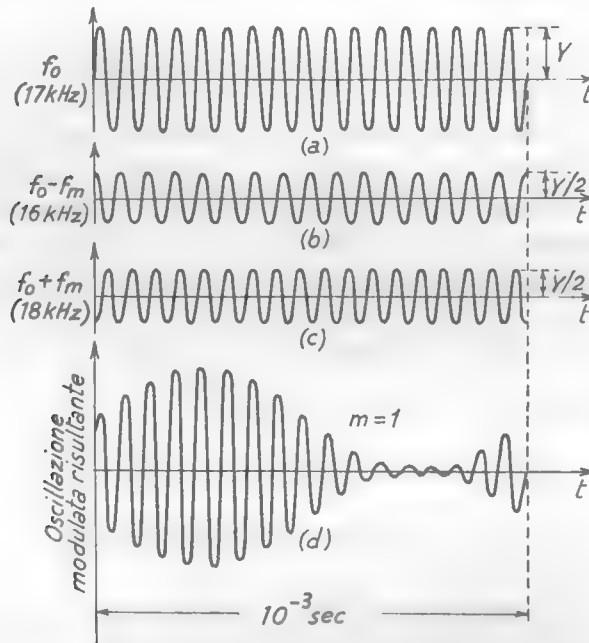


Fig. 9 — Sommando, istante per istante, le oscillazioni sinusoidali a), b), c), si ottiene l'oscillazione d), modulata in ampiezza.

aggiungendo la frequenza f_m del segnale modulante; *ampiezze* fra loro uguali che si ottengono da quella della portante moltiplicando per la metà del grado di modulazione ($m/2$); *differenze di fase* rispetto alla portante uguali e contrarie. L'oscillazione portante coincide con l'oscillazione in assenza di modulazione e non risente in alcun modo di questa.

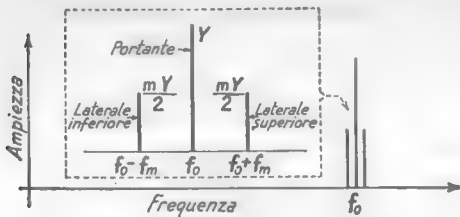


Fig. 10 — Spettro di un'oscillazione sinusoidale modulata in ampiezza sinusoidalmente.

Il principio di scomposizione ora ricavato — che mostra l'oscillazione modulata sinusoidalmente come sovrappo-

sizione di tre oscillazioni sinusoidali — è esemplificato nella figura 9:

commando istante per istante, le oscillazioni sinusoidali $a)$, $b)$ e $c)$, si ottiene l'oscillazione $d)$ modulata in ampiezza ⁽¹²⁾. Lo *spettro di ampiezza* dell'oscillazione modulata (*spettro di modulazione*) è composto da tre righe disposte nel modo indicato nella figura 10 ⁽¹³⁾; in assenza di modulazione lo spettro si ridurrebbe, invece, ad una sola riga corrispondente all'oscillazione portante di frequenza f_0 .

Se il segnale modulante non è sinusoidale ma è una generica funzione *periodica* del tempo — scomponibile quindi in un'oscillazione sinusoidale fondamentale e nelle sue armoniche — per ognuna delle singole componenti sinusoidali potrà ripetersi quanto è stato detto in precedenza: cioè si avrà un'oscillazione laterale inferiore ed un'oscillazione laterale superiore. L'oscillazione modulata conterrà, quindi, tante coppie di oscillazioni laterali quante sono le componenti del segnale modulante. A titolo di esempio consideriamo l'oscillazione modulata $y(t)$ della figura 11, in cui il segnale modulante

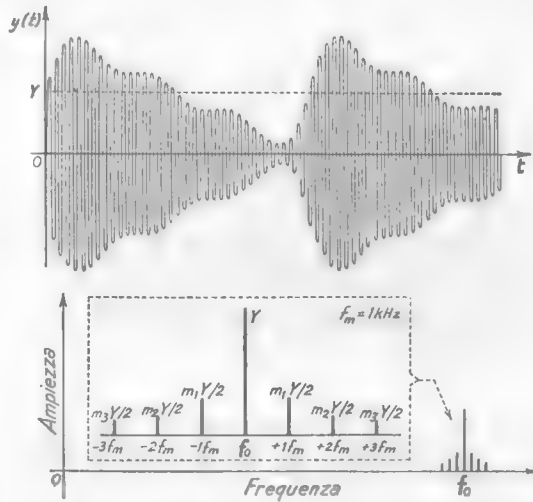


Fig. 11 — Oscillazione modulata dal segnale periodico già analizzato nella figura 8: spettro di modulazione corrispondente.

è quello stesso analizzato nella figura 8 ed ha perciò la frequenza f_m ($=1$ kHz): lo spettro dell'oscillazione modulata (*spettro di modulazione*) risulta quello indicato nella figura 11 ed è *costituito da tante coppie di righe* (simmetriche rispetto alla riga della portante *quante sono le righe*

⁽¹²⁾ - Per necessità di disegno, nella figura la frequenza del segnale modulante è appena inferiore alla frequenza della portante ($f_m=1$ kHz; $f_0=17$ kHz); in pratica, invece, come si è detto all'inizio del paragrafo, lo scarto fra f_0 ed f_m è sempre assai alto.

⁽¹³⁾ - Il fatto che le due righe di frequenza f_0-f_m ed f_0+f_m siano *laterali* rispetto alla riga della portante e risultino, rispetto a questa, una a frequenza più bassa e l'altra a frequenza più alta, spiega le denominazioni *laterale inferiore* e *laterale superiore* date alle due oscillazioni corrispondenti.

dello spettro del segnale (fig. 8 c), oltre, naturalmente, alla riga della portante; la distanza fra due righe successive è sempre pari alla frequenza modulante f_m ⁽¹⁴⁾.

Se il segnale modulante non è periodico, come avviene in tutti i casi pratici, la sua scomposizione in segnali sinusoidali è ancora possibile, ma il numero e le caratteristiche (ampiezza, frequenza e fase) dei segnali sinusoidali componenti variano continuamente nel tempo (Vol. I, Cap. I, n. 4). L'oscillazione modulata in ampiezza da un tale segnale potrà ancora scomporsi nell'oscillazione portante ed in altrettante coppie di oscillazioni laterali quanti sono i suddetti componenti, cosicché lo spettro di modulazione risulterà del tipo della figura 11; ma il numero delle coppie di righe, l'ampiezza di queste e lo scarto delle loro frequenze da f_0 cambierà di momento in momento.

Sappiamo peraltro (Vol. I, Cap. I, n. 4) che qualunque sia il tipo di segnale che modula l'oscillazione, la sua *composizione spettrale*, pur essendo diversa in intervalli di tempo diversi, ha delle caratteristiche che rimangono invariate nel tempo: in particolare il segnale non avrà mai una componente sinusoidale di frequenza minore di un certo va-

⁽¹⁴⁾ - I coefficienti m_1, m_2, m_3 , indicati nella figura 11, che stabiliscono l'ampiezza delle oscillazioni laterali in rapporto a quella della portante Y_0 , hanno significato analogo al grado di modulazione m che si ha nella modulazione con segnali sinusoidali. Nel caso della figura 11 il segnale modulante, essendo quello analizzato nella figura 8, ha l'espressione:

$$(a) \quad x(t) = X_1 \text{ sen } 2\pi f_m t + X_2 \text{ sen } 2\pi (2f_m) t + X_3 \text{ sen } 2\pi (3f_m) t .$$

L'espressione dell'ampiezza dell'oscillazione modulata sarà la (2) del n. 5, $Y(t) = Y_0 + a x(t)$, che diviene, tenendo conto della formula (a):

$$(b) \quad Y(t) = Y_0 + a X_1 \text{ sen } 2\pi f_m t + a X_2 \text{ sen } 2\pi (2f_m) t + a X_3 \text{ sen } 2\pi (3f_m) t .$$

Essa si può scrivere:

$$(c) \quad Y(t) = Y_0 [1 + m_1 \text{ sen } 2\pi f_m t + m_2 \text{ sen } 2\pi (2f_m) t + m_3 \text{ sen } 2\pi (3f_m) t] ,$$

ponendo:

$$(d) \quad m_1 = a X_1 / Y_0 \quad , \quad m_2 = a X_2 / Y_0 \quad , \quad m_3 = a X_3 / Y_0 .$$

Con tali posizioni l'espressione completa dell'oscillazione modulata, $y(t) = Y(t) \text{ sen } 2\pi f_0 t$, risulta:

$$(e) \quad y(t) = Y_0 [1 + m_1 \text{ sen } 2\pi f_m t + m_2 \text{ sen } 2\pi (2f_m) t + m_3 \text{ sen } 2\pi (3f_m) t] \text{ sen } 2\pi f_0 t ;$$

operando su questa come si è fatto per la (1) si ottengono i risultati indicati nel testo ed espressi graficamente dallo spettro di modulazione della figura 11.

lore f_{min} e maggiore di un certo valore f_{Max} . Ne deduciamo che nello spettro di modulazione non esisterà alcuna riga la cui frequenza disti da f_0 meno di f_{min} e più di f_{Max} , cioè le righe saranno comunque comprese entro i rettangoli tratteggiati indicati nella figura 12 ai due lati della riga a frequenza f_0 ⁽¹⁵⁾. In ogni caso, dunque, le frequenze delle oscillazioni laterali saranno comprese entro due bande di frequenza di larghezza $f_{Max} - f_{min}$ (dette *banda laterale inferiore* e *banda laterale superiore*) disposte lateralmente alla frequenza f_0 nel modo indicato nella figura 12: in tutti i casi pratici

f_{min} è assai piccola di fronte ad f_{Max} , per cui $f_{Max} - f_{min}$ non differisce apprezzabilmente da f_{Max} . Si chiama allora, usualmente, *banda laterale inferiore* il complesso delle frequenze comprese fra f_0 ed $f_0 - f_{Max}$ e, analogamente, *banda laterale superiore* il complesso delle frequenze comprese fra f_0 ed $f_0 + f_{Max}$: si chiama poi *banda di*

modulazione il complesso delle frequenze comprese fra $f_0 - f_{Max}$ ed $f_0 + f_{Max}$; la banda di modulazione, che ha f_0 come frequenza centrale, ha manifestamente larghezza $\Delta f = 2f_{Max}$. Con una dizione non rigorosa ma abbastanza espressiva, si suole dire che un'oscillazione modulata in ampiezza occupa un *canale di frequenza* di larghezza Δf pari al doppio della massima frequenza, f_{Max} , contenuta nel segnale modulante; il canale è manifestamente centrato sulla frequenza f_0 dell'oscillazione non modulata. A titolo di esempio, nelle oscillazioni modulate in ampiezza che si hanno nelle usuali trasmissioni radiofoniche il segnale modulante ha frequenza minima dell'ordine di qualche decina di hertz e frequenza massima $f_{Max} = 4500$ Hz ⁽¹⁶⁾: la banda di modulazione ha perciò la larghezza $\Delta f = 2f_{Max} = 9000$ Hz ed è centrata sulla frequenza f_0 che può essere, ad esempio, 1 MHz.

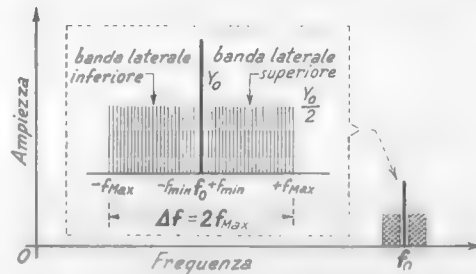


Fig. 12 — Schematica rappresentazione dello spettro di modulazione nel caso di segnale modulante non periodico.

⁽¹⁵⁾ - L'altezza dei rettangoli — assunta in figura uguale a metà dell'ampiezza Y_0 della portante — delimita l'ampiezza delle singole oscillazioni laterali: questa ha, infatti, il valore $mY_0/2$ ed il massimo valore di m è 1.

⁽¹⁶⁾ - Una precisazione su questo argomento è contenuta nel n. 9.

8. — Composizione spettrale delle oscillazioni modulate in frequenza.

Carattere comune a tutti i sistemi di modulazione è il fatto che l'oscillazione modulata non è più esattamente sinusoidale e perciò è scomponibile in oscillazioni sinusoidali semplici. Come nel caso della modulazione di ampiezza, anche per un'oscillazione modulata in frequenza le oscillazioni sinusoidali componenti hanno frequenze contenute in un intorno della frequenza f_0 dell'oscillazione non modulata (*portante*); esiste cioè, anche per le oscillazioni modulate in frequenza, un *canale di frequenza* entro cui sono raccolte le frequenze di tutte le oscillazioni componenti e tale canale è centrato sulla frequenza f_0 . La

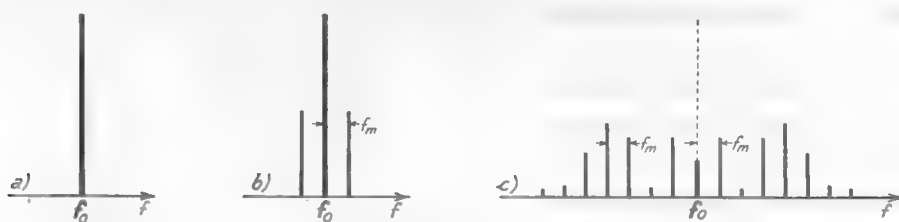


Fig. 13 — Confronto fra gli spettri di un'oscillazione non modulata (a), modulata sinusoidalmente in ampiezza (b) ed in frequenza (c).

larghezza Δf di tale canale nella modulazione di frequenza è però assai maggiore che nella modulazione di ampiezza.

Consideriamo il caso in cui il segnale modulante è sinusoidale, $x(t) = X \text{sen } 2\pi f_m t$; abbiamo visto nel numero precedente che, in tal caso, nella modulazione di ampiezza, l'oscillazione può scomporsi in tre oscillazioni sinusoidali di frequenza f_0 , $f_0 + f_m$, $f_0 - f_m$ (fig. 13 b). Nella modulazione di frequenza le oscillazioni sinusoidali componenti hanno ancora frequenze discoste fra loro di un intervallo di frequenza f_m (fig. 13 c), come nella modulazione di ampiezza; ma il loro numero, invece che limitato a tre, risulta teoricamente infinito. In pratica, però, le oscillazioni componenti hanno ampiezza non trascurabile unicamente entro i limiti approssimativi:

$$(1) \quad f_0 - (f_m + \delta) \quad , \quad f_0 + (f_m + \delta) \quad ,$$

per cui la *larghezza del canale di frequenza* risulta praticamente:

$$(2) \quad \Delta f \cong 2(f_m + \delta) \quad ;$$

ad esempio, se è $f_m = 1$ kHz, $\delta = 75$ kHz, risulta $\Delta f \cong 152$ kHz.

L'ampiezza relativa dell'oscillazione a frequenza f_o (*portante*) e delle oscillazioni laterali è legata al rapporto fra la deviazione di frequenza δ (n. 6, form. 3) e la frequenza del segnale modulante f_m ; tale rapporto $m_f = \delta/f_m$ prende il nome di *indice di modulazione* e gioca, per la modulazione di frequenza, un ruolo analogo a quello del *grado di modulazione* m nella modulazione di ampiezza. Lo studio della dipendenza delle ampiezze delle oscillazioni componenti dall'indice di modulazione è, peraltro, un problema analitico piuttosto arduo (¹⁷): diremo soltanto che, mentre nella modulazione di ampiezza la portante ha ampiezza costantemente uguale a quella dell'oscillazione non modulata (fig. 6 a, b), nella modulazione di frequenza l'ampiezza della portante *varia* (come quella delle altre componenti) *in funzione dell'indice di modulazione* e per alcuni valori di questo, può anche annullarsi.

Nel caso in cui il segnale modulante non sia sinusoidale, come avviene sempre in pratica, lo spettro di modulazione diviene naturalmente più complicato ed inoltre varia continuamente nel tempo con le vicende della modulazione. La *larghezza del canale di frequenza* non subisce, però, grandi modificazioni rispetto alla formula (2); essa risulta approssimativamente *il doppio della somma della massima deviazione di frequenza δ_{Max} e della massima frequenza f_{Max} contenuta nel segnale modulante*:

$$(3) \quad \Delta f \cong 2(\delta_{Max} + f_{Max}) .$$

Nei sistemi di radiodiffusione a modulazione di frequenza la deviazione massima ha il valore normalizzato $\delta_{Max} = 75$ kHz, mentre la massima frequenza acustica che viene trasmessa è $f_{Max} = 15$ kHz. Ne risulta, perciò, una larghezza del canale di frequenza dell'ordine di 180 kHz; in pari condizioni, con la modulazione di ampiezza, la larghezza del canale di frequenza sarebbe appena $\Delta f = 2f_{Max} = 30$ kHz. Vedremo nel paragrafo seguente quali conseguenze ciò porti circa l'utilizzazione dei due tipi di modulazione.

(¹⁷) - Non esiste una semplice formula matematica atta a rappresentare un'oscillazione modulata in frequenza ed una relazione trigonometrica agevole che ne consenta la scomposizione in oscillazioni elementari, come invece avviene per l'oscillazione modulata in ampiezza (n. 7, form. 13). Bisogna far ricorso a sviluppi in serie di Fourier servendosi delle funzioni di Bessel, generalmente non familiari a chi si dedica ad uno studio preliminare della radiotecnica.

9. — Conseguenze pratiche dell'esistenza dei canali di frequenza delle oscillazioni modulate.

Abbiamo detto nel n.3 che nelle stazioni radiotrasmittenti viene immessa in antenna un'oscillazione a radiofrequenza *modulata* dal segnale che contiene l'informazione da trasmettere. L'onda elettromagnetica che così si genera è modulata in maniera identica e, irradiandosi nello spazio, porta con sè la suddetta informazione.

Nell'antenna ricevente l'onda modulata genera un'oscillazione (di tensione e di corrente) modulata nello stesso modo, che viene poi utilizzata nell'apparato ricevente per ricavarne il segnale che porta l'informazione e rendere, così, disponibile all'uscita, nella forma utile, l'informazione stessa. Ma nell'antenna ricevente, oltre all'onda desiderata, giungono onde e.m. prodotte da altre stazioni trasmittenti, ciascuna delle quali produce una corrispondente oscillazione modulata; come sappiamo, la *selezione* dell'oscillazione desiderata dalle altre sovrapposte ad essa è possibile (con opportuni *circuiti filtranti*) perchè le varie stazioni trasmettono su frequenze diverse e perciò le oscillazioni generate in antenna hanno, esse pure, frequenza diversa.

Con le conoscenze acquisite nei paragrafi precedenti sulla natura delle oscillazioni modulate possiamo ora fare un'importante precisazione: per potere selezionare fra loro le varie oscillazioni, non basta

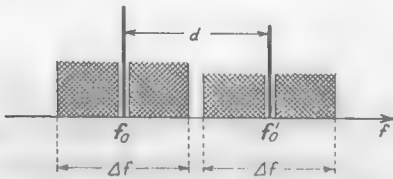


Fig. 14 — Spettri di modulazione di due oscillazioni con canali di frequenza adiacenti.

che le loro frequenze siano diverse; occorre che esse differiscano in modo tale che la *banda laterale inferiore* di una non si sovrapponga, neppure parzialmente, con la *banda laterale superiore* di quella con frequenza più bassa. Necessita, quindi, che le *portanti* abbiano frequenze $f_0, f'_0 \dots$ con distanza d sufficiente l'una dall'altra, come è indicato nella figura 14: evidentemente se il canale di frequenza di ciascuna oscillazione ha la medesima larghezza Δf , la differenza d fra le frequenze di due portanti adiacenti deve essere maggiore di Δf .

Deriva da ciò, manifestamente, che su una determinata gamma di frequenze può operare solo un numero ben delimitato di stazioni trasmittenti. Ad esempio, in base ad un piano internazionale, alle stazioni di radiodiffusione *in onde medie* è assegnata la gamma di frequenze

comprese fra 525 kHz e 1605 kHz: se si dovesse operare in modulazione di frequenza nelle condizioni dette alla fine del paragrafo precedente ($\Delta f = 180$ kHz), la differenza d fra le frequenze portanti dovrebbe essere dell'ordine di 200 kHz e perciò (a parte altre difficoltà) il numero di stazioni trasmettenti sarebbe veramente esiguo, aggirandosi attorno a cinque. Il numero diviene ben maggiore operando, come si fa in effetti, in modulazione di ampiezza.

La larghezza del canale di frequenza di un'oscillazione *modulata in ampiezza*, essendo il doppio della massima frequenza, f_{Max} , contenuta nel segnale modulante, dipende dalla qualità del suono che ha dato origine a questo; in un'orchestra, ad esempio, la frequenza di qualche armonica delle note più alte può giungere e superare i $15 \div 20$ kHz, per cui per la trasmissione dei relativi segnali, la larghezza dei canali dovrebbe essere superiore a $30 \div 40$ kHz. In pratica, per aumentare il numero di canali, una convenzione internazionale ha assegnato ad ogni stazione di radiodiffusione ad onde medie un canale di larghezza $\Delta f = 9$ kHz ed uno scarto di frequenza d fra le portanti adiacenti pari a 10 kHz ⁽¹⁸⁾. Per ottenere un canale di 9 kHz vengono soppresse dal segnale modulante, mediante opportuni filtri, le componenti di frequenza superiore a 4,5 kHz: ciò rende evidentemente imperfetta la riproduzione dei suoni in ricezione; tuttavia l'orecchio umano generalmente non avverte in modo particolare tale imperfezione e la ricezione, sia della parola che della musica, anche in questa condizione riesce abbastanza buona, come è dimostrato dall'esperienza di tutti ⁽¹⁹⁾.

La modulazione di frequenza, impossibile ad usarsi in onde medie, viene normalmente impiegata con oscillazioni a frequenza assai più alta: ad esempio, la radiodiffusione a modulazione di frequenza, in Italia, utilizza la gamma di frequenze compresa fra 88 e 100 MHz. La deviazione massima di frequenza è $\delta_{Max} = 75$ kHz ⁽²⁰⁾, la frequenza massima dei se-

⁽¹⁸⁾ - Nella gamma di 1080 kHz, compresa fra 525 e 1605 kHz, trovano posto perciò 108 canali distinti, corrispondenti ad altrettante stazioni.

⁽¹⁹⁾ - Allorchè interessa essenzialmente l'intelligibilità della parola, più che una buona riproduzione dei suoni, come nel caso delle comunicazioni radiotelefoniche per usi militari e professionali, la larghezza del canale può ridursi a 6,8 kHz eliminando dai segnali modulanti tutte le frequenze superiori a 3,4 kHz.

⁽²⁰⁾ - Valore che l'esperienza ha dimostrato essere il più conveniente per ottenere l'insensibilità alle interferenze ed ai disturbi, che è un pregio delle comunicazioni a modulazione di frequenza. Ciò sarà approfondito nel Cap. XII.

gnali modulanti è $f_{Max}=15$ kHz; la larghezza del canale di frequenza risulta, come già si è detto, $\Delta f \cong 2(\delta_{Max} + f_{Max}) \cong 180$ kHz. Notiamo che non si avrebbe un efficace riduzione di tale larghezza usando, come per la modulazione di ampiezza, quale massima frequenza $f_{Max}=4,5$ kHz: la larghezza del canale scenderebbe appena da 180 kHz a 159 kHz e tale diminuzione non compenserebbe il sacrificio nella fedeltà di riproduzione dei suoni in ricezione che ne deriverebbe.

Dovremo, nel seguito, occuparci dei circuiti elettronici destinati ad operare sulle oscillazioni modulate. In relazione a ciò possiamo anticipare che, nell'attuazione di tali circuiti si presentano due tipi di problemi: l'uno è relativo all'alto valore della frequenza f_o delle oscillazioni; l'altro è relativo alla necessità di selezionare fra loro i vari canali adiacenti. Al primo di questi problemi si riferisce lo studio che svolgeremo nel primo paragrafo del prossimo capitolo; al secondo si riferisce lo studio dei circuiti selettivi che svolgeremo subito dopo.

CAPITOLO II

CIRCUITI RISONANTI SEMPLICI ED ACCOPPIATI

1. — Comportamento in alta frequenza di resistori, condensatori ed induttori.

Dovendo iniziare lo studio dei circuiti destinati ad operare sulle oscillazioni a radiofrequenza, è opportuno esaminare il comportamento alle alte frequenze dei più semplici componenti circuitali con cui essi sono formati (resistori, condensatori ed induttori) e dei conduttori che li collegano.

Circa i fili conduttori, è ben chiaro che l'*effetto pellicolare* (Vol. I, Cap. II, n. 6) interviene notevolmente nello stabilire la loro resistenza; comunque, nei normali collegamenti interni agli apparati, sempre assai brevi, non occorrono precauzioni particolari, oltre quella di usare fili di rame con superficie argentata e con diametro maggiore di quello che occorrerebbe in bassa frequenza. Con frequenze superiori a diverse centinaia di megahertz gli accorgimenti suddetti non sono generalmente sufficienti: ma, a frequenze così alte, non solo i conduttori, ma i circuiti nel loro complesso sono attuati con una tecnica tutta particolare di cui daremo un cenno nel Cap. XVII; in ciò che segue, ed in tutto il seguito, salvo avvertenza particolare, escluderemo il campo di tali altissime frequenze.

I resistori usati nei circuiti per radiofrequenze sono normalmente del tipo cosiddetto *chimico*, ad impasto od a pellicola resistiva (Vol. I, Cap. II, n. 7): essi hanno un comportamento praticamente indipendente dalla frequenza e, se ben costruiti, possono essere impiegati fino a frequenze molto alte. Solo quando la potenza che il resistore è destinato

a dissipare è superiore a qualche decina di watt si usano resistori di filo metallico, avvolto su speciali supporti con metodi particolari che mantengono minima l'induttanza parassita.

I *condensatori* e gli *induttori* — destinati ad introdurre nei circuiti determinati valori di capacità e di induttanza — sono fra i componenti più usati nei circuiti per radiofrequenze: per essi vale quanto è stato

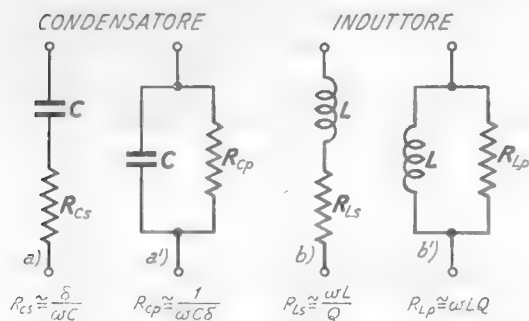


Fig. 1 — Schemi equivalenti, serie e parallelo, di condensatori ed induttori.

I valori della *resistenza serie* e della *resistenza parallelo* sono legati, nel condensatore, al cosiddetto *angolo di perdita* δ , nell'induttore, al *coefficiente di bontà* Q ; le relazioni sono:

$$(1) \quad \text{condensatore} \quad R_{cs} \cong \frac{\delta}{\omega C} \quad , \quad R_{cp} \cong \frac{1}{\omega C \delta} \quad ,$$

$$(2) \quad \text{induttore} \quad R_{Ls} \cong \frac{\omega L}{Q} \quad , \quad R_{Lp} \cong \omega L Q \quad .$$

L'*angolo di perdita* δ è un coefficiente numerico che esprime la misura con cui il comportamento del condensatore *si discosta* da quello di una pura capacità; al contrario, il *coefficiente di bontà* Q esprime la misura con cui il comportamento dell'induttore *approssima* quello di un'induttanza pura. In un condensatore ideale δ sarebbe nullo, mentre in un induttore ideale Q sarebbe infinitamente grande: in entrambi i casi la resistenza serie sarebbe nulla, quella parallelo infinitamente grande.

La semplice costituzione fisica dei condensatori, la possibilità di disporre di dielettrici con perdite bassissime fino alle più alte frequenze, fanno sì che il comportamento dei normali condensatori usati in alta

detto nel Vol. I, Cap. II, nn. 8-9. Ricordiamo che insieme alla voluta capacità C ed all'induttanza L essi introducono inevitabilmente nei circuiti anche elementi dissipativi: il loro schema equivalente (fig. 1) contiene, perciò, in serie od in parallelo alla capacità C ed alla induttanza L , una resistenza che rende conto della dissipazione di energia. I

frequenza approssimi assai meglio il comportamento ideale che non gli induttori: ciò fa sì che quando i condensatori sono associati agli induttori — come accade frequentemente, ed in particolare nei circuiti che stiamo per studiare — si può generalmente prescindere dall'esistenza della loro resistenza (serie o parallelo) di fronte a quella corrispondente dell'induttore e considerarli, quindi, come pure capacità. In tali casi ci si deve essenzialmente preoccupare della costruzione degli induttori, curando che essi presentino minimo valore di R_L , o massimo valore di R_{Lp} , ossia, a parità di ω e di L , il massimo valore di Q : in relazione a ciò sono utili le considerazioni seguenti.

Il coefficiente di bontà di un induttore non è una costante: poichè le perdite variano, in generale, al variare della frequenza, anche il Q varia con essa. Si trova sperimentalmente ⁽¹⁾ che, qualunque sia il tipo dell'induttore, il suo Q varia al variare della frequenza nel modo indicato nella figura 2: esempi pratici di un simile comportamento sono mostrati nelle figure 3 e 5.

Come appare dalla figura 2, vi è una gamma di frequenza nella quale il Q è sensibilmente costante ed ha il suo massimo valore; è normalmente in corrispondenza a tali frequenze che l'induttore viene impiegato ed è relativamente ad esse che viene generalmente indicato il valore di Q . Negli induttori usati nei rioricevitori commerciali — costruiti con criteri di economia di spazio e di costo — il coefficiente di bontà ha valori compresi fra 100 e 250 circa; negli induttori usati nei radio-trasmittitori ed in apparecchi di laboratorio, invece, il Q può raggiungere valori fino a 400 ÷ 500.

Il valore del coefficiente di bontà dipende molto dal materiale usato per l'avvolgimento e per il supporto, oltre che dalle dimensioni. A parità di L , se si aumentano in proporzione le dimensioni, generalmente il Q

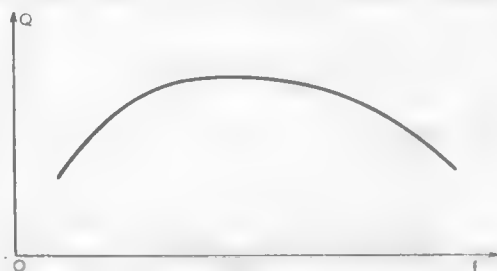


Fig. 2 — Andamento tipico del Q di un induttore in funzione della frequenza.

⁽¹⁾ - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VI, n. 7 (Ed. C. Corsi, Pisa).

cresce; a parità di supporto e di dimensioni, il Q cresce col diametro del conduttore; a parità di dimensioni e di avvolgimento, il Q è tanto più elevato, specialmente alle frequenze più alte, quanto migliore è il dielettrico con cui è costruito il supporto (un esempio significativo è mostrato dalla figura 3).

Nell'attuazione pratica degli avvolgimenti non occorre solo preoccuparsi di ottenere una determinata induttanza ed il Q massimo possibile: ricordiamo, infatti, che all'induttore è sempre associata una ca-

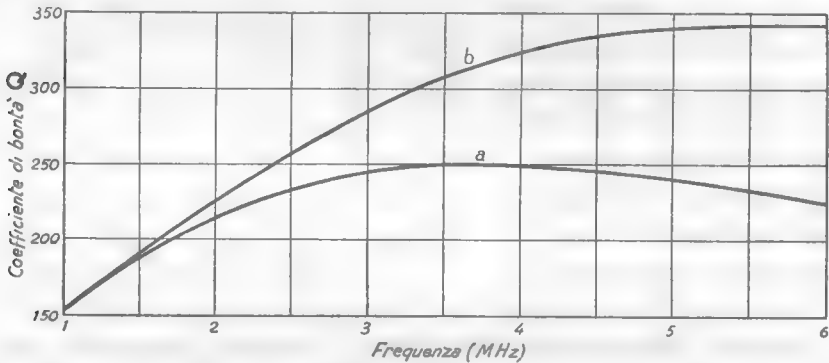


Fig. 3 — Coefficiente di bontà di due induttori in tutto identici eccetto che per il supporto che in uno (a) è di cartone bachelizzato e nell'altro (b) è di porcellana a basse perdite ($L=16 \mu\text{H}$).

pacità parassita (Vol. I, Cap. II, n. 8, fig. 16). La struttura degli avvolgimenti deve perciò essere sempre scelta in modo tale che tale capacità risulti la minima possibile. Per piccoli valori di L (decine di μH) il tipo di avvolgimento più conveniente è quello cilindrico ad un solo strato eseguito su un supporto isolante: l'induttanza che così si ottiene è tanto maggiore quanto più grande è il numero di spire per unità di lunghezza e quanto più grande è il diametro; il suo valore può essere ricavato con buona approssimazione dalla formula e dal grafico contenuti nella figura 4.

Allorchè il valore di L è tale che l'ingombro di un avvolgimento ad un solo strato risulterebbe eccessivo, si ricorre ad avvolgimenti a più strati. Per mantenere piccole la capacità distribuita e le perdite si trova conveniente suddividere l'avvolgimento, secondo la sua lunghezza, in un certo numero di sezioni (fig. 5): l'avvolgimento è, di solito, di un tipo particolare a fili incrociati, che si dice *a nido d'ape*. In questi in-

duttori, specialmente usati nei radioricevitori, è spesso usato filo di Litz (Vol. I, Cap. II, n. 6) molto sottile. Nell'interno del supporto isolante

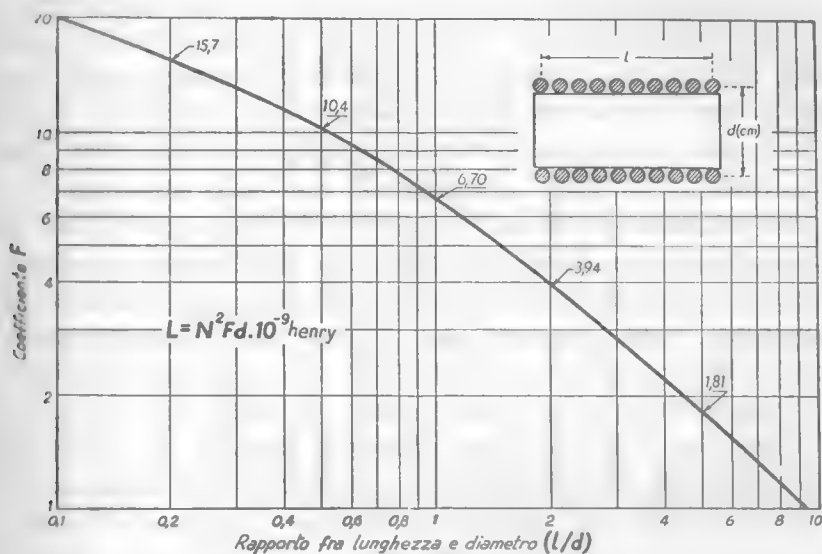


Fig. 4 — Formula di Nagaoka (semplificata) e diagramma per il calcolo dell'induttanza di avvolgimenti cilindrici ad un solo strato: L induttanza in henry, N numero delle spire, F coefficiente fornito dal diagramma, d diametro in cm.

è frequentemente immesso un cilindretto di materiale ferromagnetico che permette di ottenere un determinato valore di L con minor numero

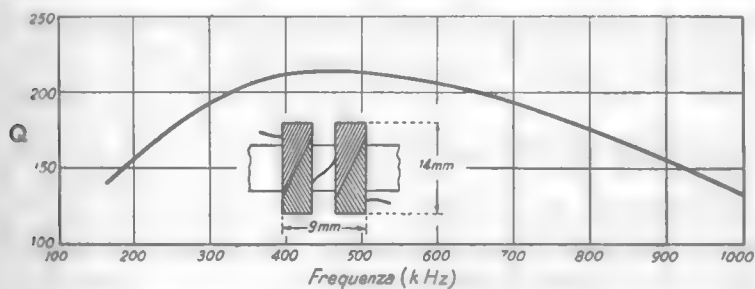


Fig. 5 — Coefficiente di bontà di un induttore per radioricevitori commerciali ($L=0,6$ mH).

di spire (diminuendo così le perdite e la capacità distribuita) ed inoltre consente la regolazione dell'induttanza: nella figura 5 è mostrata, a titolo di esempio, la curva di variazione del Q di uno di tali induttori

usato (in radioricevitori a modulazione di ampiezza) nell'intorno della frequenza di 470 kHz.

L'uso dei materiali ferromagnetici negli induttori per radiofrequenze è del tutto possibile purchè il materiale sia estremamente suddiviso al fine di evitare che le perdite per effetto di Foucault abbiano valore proibitivo: per questo non basta laminare il materiale, ma occorre ridurlo in polvere finissima e isolare i singoli granuli di polvere fra loro. Ciò si ottiene mescolando la polvere di materiale ferromagnetico con un legante di resina sintetica e comprimendola in appositi stampi, così da far assumere al nucleo la forma voluta. Attualmente, peraltro, sono stati ottenuti dei materiali ferromagnetici compatti, aventi resistenza elettrica così elevata da mantenere minime le correnti di Foucault ed una permeabilità magnetica molto forte fino alle più alte frequenze: sono speciali ceramiche — dette *ferriti* — costituite prevalentemente da magnetite (Fe_3O_4) con aggiunta di metalli bivalenti (zinco, manganese, nichel). I nuclei di ferrite — messi in commercio nelle forme più adatte alle varie esigenze — consentono di ottenere induttori che, pur con modeste dimensioni, hanno valori elevati di induttanza (regolabili in limiti assai ampi) e di coefficiente di bontà.

In tutte le applicazioni radio occorrono spesso induttori destinati a *bloccare* le correnti ad alta frequenza (essi sono detti *induttanze di blocco* o *choches*); essi, sostanzialmente, devono offrire una forte impedenza alle correnti ad alta frequenza e di conseguenza la loro resistenza non costituisce, di solito, un grave inconveniente; occorre invece che la loro capacità sia molto ridotta. Sono ottenuti con avvolgimenti cilindrici ad uno o più strati, dotati, a seconda dei casi, di nuclei ferromagnetici.

2. — La risonanza nei circuiti CLR.

L'amplificazione, la selezione ed altre operazioni sulle oscillazioni utilizzano diffusamente il fenomeno della *risonanza nei circuiti C, L, R*.

È noto — ed è stato ricordato nel Vol. I, Cap. II, nn. 2-3 — che un circuito costituito da una *capacità*, un'*induttanza* ed una *resistenza*, in serie (fig. 6 a) od in parallelo (fig. 6 b) fra loro, presenta un'impedenza che varia con la frequenza $f = \omega/2\pi$ e che si riduce alla pura resistenza in corrispondenza alla cosiddetta *frequenza di risonanza*:

$$(1) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \left(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right),$$

per la quale la reattanza induttiva è uguale alla reattanza capacitiva

$$(2) \quad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (\omega_0^2 LC = 1) .$$

Nel *circuito serie* (fig. 6 a) l'impedenza ha l'espressione (Vol. I, Cap. II, n. 3, form. 1):

$$(3) \quad Z = \frac{V}{I} = \sqrt{R_s^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} ;$$

essa è molto grande rispetto alla resistenza R_s , per qualsiasi valore della frequenza all'infuori che in un limitato intorno di f_0 , dove varia nel modo indicato nella figura 6 a'). Come è mostrato simbolicamente nel

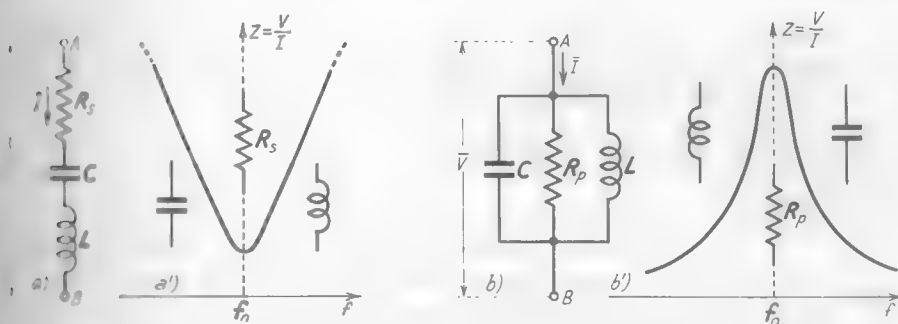


Fig. 6 — Circuiti CLR in serie ed in parallelo; corrispondente andamento del valore dell'impedenza $Z=V/I$ in funzione di f .

diagramma, per $f < f_0$ l'impedenza ha comportamento di tipo capacitivo, mentre per $f > f_0$ ha comportamento di tipo induttivo; per $f = f_0$ essa è una pura resistenza di valore R_s .

L'impedenza del *circuito parallelo* (fig. 6 b) ha l'espressione (Vol. I, Cap. II, n. 3, form. 4):

$$(4) \quad Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_p^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)^2}} ;$$

essa è molto piccola rispetto alla resistenza R_p , per qualsiasi valore della frequenza all'infuori che in un limitato intorno di f_0 , dove varia nel modo indicato nel diagramma della figura 6 b'). Per $f < f_0$ essa ha comportamento di tipo induttivo, mentre per $f > f_0$ ha comportamento di tipo capacitivo; per $f = f_0$ è una pura resistenza di valore R_p .

Per giungere a comprendere le proprietà dei *circuiti risonanti serie e parallelo*, che li rendono utili per la tecnica elettronica, consideriamo il collegamento di un generatore ideale di tensione al circuito serie (fig. 7) e di un generatore ideale di corrente al circuito parallelo (fig. 8): si tratta manifestamente di situazioni idealizzate corrispondenti alla situazione effettiva che esamineremo nel n. 6, in cui un generatore reale

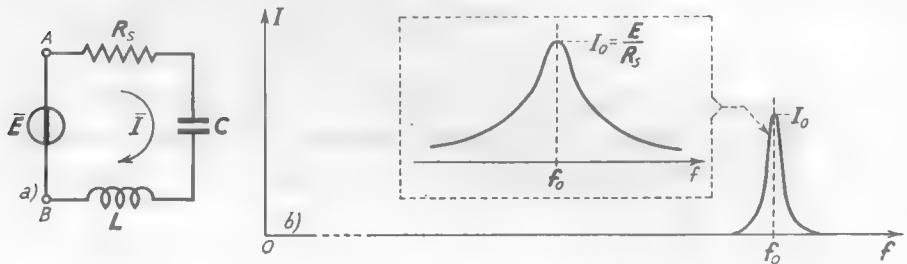


Fig. 7 — Circuito risonante serie e sua curva di risposta al variare della frequenza del generatore.

è collegato alla serie od al parallelo di un condensatore, un induttore ed un resistore.

Nel *circuito serie* della figura 7 a) alimentato da un generatore ideale di f.e.m. \bar{E} , la corrente ha manifestamente il valore $\bar{I} = \bar{E}/\bar{Z}$ e la sua ampiezza, per la formula (3), ha l'espressione:

$$(5) \quad I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\sqrt{R_s^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Il massimo valore di I , che diremo I_0 :

$$(6) \quad I_0 = \frac{E}{R_s}$$

si ha quando è $\omega L = 1/\omega C$, il che accade quando la frequenza del generatore coincide con la frequenza di risonanza f_0 del circuito espressa dalla formula (1). Dividendo il numeratore ed il denominatore della (5) per R_s e tenendo conto della (6), l'espressione (5) dell'ampiezza della corrente può scriversi:

$$(7) \quad I = \frac{I_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_s^2} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

essa mostra che la corrente diminuisce al variare della frequenza del generatore dal valore f_0 e tende a zero con l'andamento indicato nella figura 7 b). Appare da ciò che la corrente nel circuito ha valori diversi da zero praticamente solo quando la frequenza del generatore ha valori compresi in un limitato intorno della frequenza di risonanza f_0 ; vedremo nel paragrafo seguente come a questo fatto sia legata un'importante proprietà dei circuiti risonanti, detta *selettività*, consistente nella loro attitudine a selezionare fra loro oscillazioni di frequenza diversa.

In analogia con quanto è stato fatto per il circuito serie consideriamo ora il *circuito parallelo* alimentato da un generatore ideale di corrente

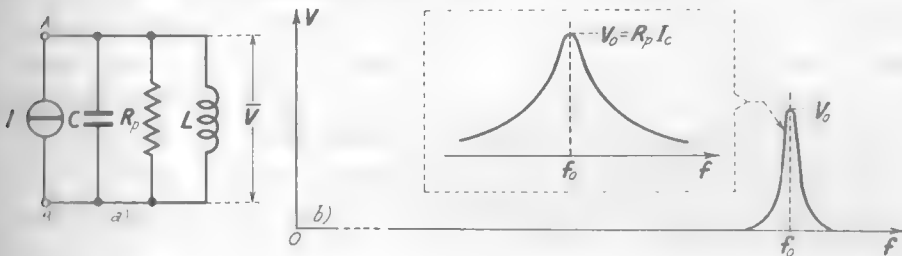


Fig. 8 — Circuito risonante parallelo e sua curva di risposta al variare della frequenza del generatore.

I (fig. 8). La corrente del generatore provoca ai capi del parallelo $C R_p L$ una tensione $\bar{V} = \bar{Z} \bar{I}_c$, la cui ampiezza, per la formula (4) risulta:

$$(8) \quad V = Z I_c = \frac{I_c}{\sqrt{\frac{1}{R_p^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} = \frac{R_p I_c}{\sqrt{1 + R_p^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}.$$

Il massimo valore di V , che diremo V_0 , si ha quando è $\omega C = 1/\omega L$, cioè quando la frequenza del generatore è uguale alla frequenza di risonanza del circuito; si ha manifestamente:

$$(9) \quad V_0 = R_p I_c.$$

Sostituendo tale valore nella (8), l'espressione di V può scriversi:

$$(10) \quad V = \frac{V_0}{\sqrt{1 + R_p^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}};$$

essa mostra che la tensione diminuisce al variare della frequenza del generatore dal valore f_0 e tende a zero con l'andamento indicato nella figura 8 b). In analogia con quanto accade nel circuito serie, qui la tensione ai capi del circuito ha valori diversi da zero solo in un intorno limitato della frequenza di risonanza: vedremo nel numero seguente l'interesse di questa constatazione agli effetti della *selettività* del circuito.

3. — Selettività e banda passante dei circuiti risonanti. Coefficiente di risonanza.

Come si è accennato nel paragrafo precedente, al particolare andamento dell'ampiezza della corrente nel circuito serie e della tensione nel circuito parallelo è legata una delle proprietà più interessanti dei circuiti risonanti, detta *selettività*, consistente nella loro attitudine a selezionare fra loro oscillazioni di frequenza diversa.

Facendo riferimento, per fissare le idee, al circuito parallelo (fig. 8), supponiamo che il generatore produca contemporaneamente varie correnti alternate, tutte con la medesima ampiezza I_c , ma con frequenza diversa, f_0, f_1, f_2, \dots . Scegliendo opportunamente i valori di L e C si può fare in modo che il circuito sia in risonanza sulla frequenza f_0 ⁽²⁾: ne risulteranno, allora, ai capi del circuito, altrettante tensioni *tutte di ampiezza diversa*. Precisamente, quella di frequenza f_0 avrà ampiezza $V_0 = R_p I_c$, mentre le altre avranno ampiezza tanto più piccola quanto più discosta da f_0 è la loro frequenza; l'ampiezza sarà addirittura nulla se la frequenza è fuori del limitato intorno di f_0 occupato, per così dire, dalla curva di risonanza (fig. 8 b). Considerazioni analoghe valgono per il circuito serie (fig. 7) per quanto riguarda l'ampiezza delle correnti prodotte da f. e. m. con frequenze diverse.

Il circuito risonante, dunque, è in grado di operare una discriminazione fra oscillazioni di frequenza diversa (*selettività*), favorendo quelle di frequenza uguale a quella propria di risonanza. Manifestamente la

⁽²⁾ - Occorre, per questo, che sia $2\pi\sqrt{LC} = 1/f_0$; generalmente si dà ad L un valore fisso e si regola C (servendosi di un condensatore variabile) così che sia soddisfatta la precedente relazione. L'operazione con cui la frequenza di risonanza del circuito è portata a coincidere con una frequenza predeterminata f_0 si dice *accordo* (o *sintonizzazione*) del circuito sulla frequenza f_0 ; eseguita l'operazione il circuito è *accordato* (o *sintonizzato*) su f_0 .

selettività è tanto maggiore quanto più *stretta* è la curva di risonanza, ossia quanto più rapidamente la tensione (circuito parallelo) o la corrente (circuito serie) tendono a zero al variare di f da f_0 . Poichè, a causa dello speciale andamento della curva di risonanza, non è manifestamente possibile determinare con un numero la *larghezza*, si assume per convenzione come indice della *selettività* la larghezza della curva stessa misurata al 70% della sua altezza: larghezza a cui si dà il nome convenzionale di *banda passante*. Con più rigore la *banda passante* di un circuito risonante è la differenza B fra le due frequenze f_2 ($> f_0$) ed f_1 ($< f_0$) in corrispondenza alle quali l'ampiezza della corrente (circuito serie) o della tensione (circuito parallelo) è rispettivamente uguale ad $I_0/\sqrt{2}$ ($\cong 0,71 I_0$) ed a $V_0/\sqrt{2}$:

$$(1) \quad B = f_2 - f_1 ;$$

con riferimento alla figura 9 (valida sia per il circuito serie, sia per quello parallelo) la banda passante $B = f_2 - f_1$ è lo scarto fra le cisse dei punti la cui ordinata è pari alla massima divisa per

$\sqrt{2}$ ($\cong 1,41$). Manifestamente la banda passante B è tanto più piccola quanto più stretta è la curva di risonanza, ossia quanto più selettivo è il circuito; essa è dunque, effettivamente, un indice della *selettività* del circuito risonante. La ragione della particolare scelta dell'intervallo di frequenza B è che esso è legato da relazioni molto semplici agli elementi del circuito risonante; con facile calcolo (svolto in appendice) si dimostra infatti che sussistono le seguenti relazioni:

$$(2) \quad \text{nel circuito serie} \quad B = \frac{R_s}{2\pi L} ,$$

$$(3) \quad \text{nel circuito parallelo} \quad B = \frac{1}{2\pi C R_p} .$$

Per rendersi conto del significato pratico di queste relazioni, nella fi-

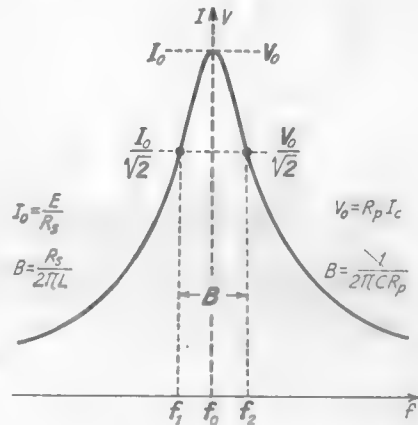


Fig. 9 — Definizione della banda passante $B = f_2 - f_1$ di un circuito risonante (serie o parallelo).

gura 10 sono presi in considerazione due circuiti risonanti diversi, ma alimentati in serie da generatori ideali di uguali f. e. m. \bar{E} : supponiamo che ad essi corrispondano le curve di risonanza 1 e 2 del diagramma b). Da essa appare che i due circuiti hanno frequenze di risonanza f'_0, f''_0 uguali fra loro, ampiezze massime delle correnti I'_0, I''_0 pure uguali fra loro e bande passanti B', B'' l'una doppia dell'altra: si ha cioè $f'_0 = f''_0$,

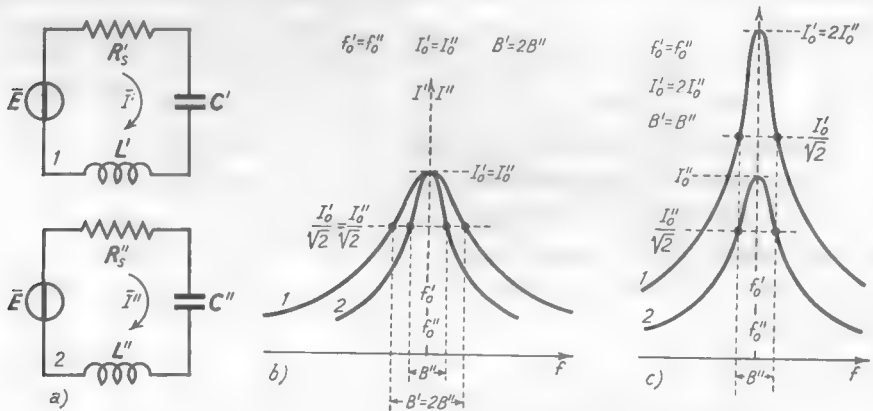


Fig. 10 — Confronto fra circuiti risonanti in varie condizioni.

$I'_0 = I''_0$, $B' = 2B''$. In base alle formule (1) e (6) del n. 2 e per la precedente relazione (3) si ha allora:

$$(4) \quad \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L''C''}} \quad , \quad \frac{E}{R'_s} = \frac{E}{R''_s} \quad , \quad \frac{R'_s}{2\pi L'} = 2 \frac{R''_s}{2\pi L''} ;$$

da cui deriva:

$$(5) \quad L'C' = L''C'' \quad , \quad R'_s = R''_s \quad , \quad L' = L''/2 ;$$

dalla prima e dalla terza di queste relazioni si ricava poi $C' = 2C''$. La minor selettività del circuito 1 rispetto al circuito 2 ($B' = 2C''$) deriva dunque da un minor valore dell'induttanza, a cui consegue naturalmente un maggior valore della capacità, dato che la frequenza di risonanza è la stessa. Supponiamo che, rimanendo tutto inalterato, la resistenza del circuito 1 sia dimezzata: la banda passante allora si dimezza anch'essa (divenendo uguale a quella del circuito 2) mentre la corrente massima I'_0 si raddoppia. Si ha infatti:

$$(6) \quad R'_s = \frac{R''_s}{2} \quad , \quad L' = \frac{L''}{2} \quad , \quad C' = 2C'' ,$$

da cui si deduce:

$$(7) \quad I'_0 = 2I''_0 \quad , \quad f'_0 = f''_0 \quad , \quad B' = B'' ;$$

le corrispondenti curve di risonanza risultano quelle indicate nel diagramma c) della solita figura 10.

In varie applicazioni dei fenomeni di risonanza è importante mettere a rapporto la banda passante B alla frequenza di risonanza f_0 ; si considera, a questo proposito, il rapporto $Q = f_0/B$ che si denomina *coefficiente di risonanza*. Dalle formule (2) e (3) si ricavano agevolmente le relazioni fra tale coefficiente e gli elementi del circuito; esse sono:

$$(8) \quad \text{nel circuito serie} \quad Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_0 \cdot 2\pi L}{R_s} = \frac{\omega_0 L}{R_s} ,$$

$$(9) \quad \text{nel circuito parallelo} \quad Q = \frac{f_0}{B} = f_0 \cdot 2\pi C R_p = \omega_0 C R_p .$$

Tenendo conto che in risonanza, la reattanza induttiva e la reattanza capacitiva sono uguali ($\omega_0 L = 1/\omega_0 C$), le relazioni precedenti possono anche scriversi:

$$(10) \quad \text{circuito serie} \quad Q = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C R_s} ,$$

$$(11) \quad \text{circuito parallelo} \quad Q = \omega_0 C R_p = \frac{R_p}{\omega_0 L} .$$

Essi ci dicono che il coefficiente di risonanza è tanto più elevato: nel circuito serie quanto più piccola è la resistenza (R_s) di fronte alla reattanza (induttiva o capacitiva) alla frequenza di risonanza; nel circuito parallelo quanto più grande è la resistenza (R_p) di fronte alla suddetta reattanza.

Sostituendo nelle relazioni (10) ed (11) il valore di ω_0 ($=1/\sqrt{LC}$) si ottengono ulteriori espressioni del coefficiente di risonanza, utili perché legano esplicitamente Q ai tre elementi che costituiscono il circuito (capacità, induttanza e resistenza); esse sono:

$$(12) \quad \text{circuito serie} \quad Q = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L}{C}} ,$$

$$(13) \quad \text{circuito parallelo} \quad Q = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} .$$

A titolo di esempio consideriamo un circuito in cui un'induttanza $L=0,1$ mH ed una capacità $C=250$ pF sono collegate in parallelo ad una resistenza $R_p=63$ k Ω ; il Q risulta:

$$(14) \quad Q=R_p \sqrt{\frac{C}{L}} = 6,3 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{\frac{250 \cdot 10^{-18}}{10^{-4}}} = 6,3 \cdot 10^4 \cdot 15,8 \cdot 10^{-4} \cong 100 .$$

È facile verificare che lo stesso valore di Q si otterrebbe collegando la medesima induttanza e la stessa capacità in serie ad una resistenza $R_s \cong 6,3 \Omega$. Dati i valori di L e C , la frequenza di risonanza risulta in entrambi i casi $f_0 \cong 10^6$ Hz; per le formule (8) e (9) la banda passante ha allora il valore:

$$(15) \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^6}{10^2} = 10^4 \text{ Hz} .$$

APPENDICE: CALCOLO DELLA BANDA PASSANTE. Il calcolo della banda passante si compie ricordando che B è la differenza fra le due frequenze f_2 ed f_1 (rispettivamente maggiore e minore di f_0) in corrispondenza alle quali la curva di risonanza ha ordinata pari alla massima divisa per $\sqrt{2}$ (fig. 9). Facendo riferimento — per fissare le idee — al circuito risonante parallelo (fig. 8), alle frequenze $f_2 = \omega_2 / 2\pi$ ed $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ corrisponde una tensione di ampiezza $V_0 / \sqrt{2}$. Tenendo conto della formula (10) del n. 2, per tali frequenze dovrà essere:

$$(16) \quad \frac{V_0}{\sqrt{1 + R_p^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)^2}} = \frac{V_0}{\sqrt{2}} ,$$

da cui si ricava:

$$(17) \quad 1 + R_p^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)^2 = 2 ,$$

o ancora:

$$(18) \quad R_p \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = \pm 1 .$$

Se ne deduce che le due pulsazioni $\omega_2 = 2\pi f_2$, $\omega_1 = 2\pi f_1$ dovranno soddisfare alle relazioni:

$$(19) \quad \omega_2 C R_p - \frac{R_p}{\omega_2 L} = 1 \quad , \quad \omega_1 C R_p - \frac{R_p}{\omega_1 L} = -1 ,$$

che si possono scrivere:

$$(20) \quad \omega_2^2 LC R_p - \omega_2 L - R_p = 0 \quad , \quad \omega_1^2 LC R_p + \omega_1 L - R_p = 0 .$$

Da queste equazioni, scegliendo le sole soluzioni positive, si ricava:

$$(21) \quad \omega_2 = \frac{L + \sqrt{L^2 + 4LC R_p^2}}{2LC R_p} \quad , \quad \omega_1 = \frac{-L + \sqrt{L^2 + 4LC R_p^2}}{2LC R_p} .$$

Facendo la differenza fra le due soluzioni si ottiene immediatamente:

$$(22) \quad \omega_2 - \omega_1 = \frac{2L}{2LC R_p} = \frac{1}{C R_p} ,$$

da cui deriva:

$$B = f_2 - f_1 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C R_p} ,$$

che è la relazione (3), ammessa precedentemente. In maniera analoga, operando sul circuito risonante serie (n. 2, fig. 7, form. 7) può dimostrarsi la relazione (2).

4 — Sovratensione e sovracorrente.

Un'interessante proprietà legata alla risonanza dei circuiti serie (fig. 11 a) è la cosiddetta *sovratensione*: essa consiste nel fatto che, in risonanza, la tensione ai capi della capacità o dell'induttanza ha ampiezza Q volte più grande di quella della f. e. m. \bar{E} del generatore.

Ricordiamo che nel circuito serie in risonanza la corrente ha il valore $I = \bar{E}/R_s$; circolando nell'induttanza e nella capacità essa produce ai loro estremi rispettivamente le tensioni:

$$(1) \quad \bar{V}_{L_0} = j\omega_0 L \frac{\bar{E}}{R_s} \quad ; \quad \bar{V}_{C_0} = \frac{1}{j\omega_0 C} \frac{\bar{E}}{R_s} .$$

Ricordando le espressioni (10) del numero precedente che forniscono il valore del coefficiente di risonanza Q , le (1) possono risciversi:

$$(2) \quad \bar{V}_{L_0} = jQ\bar{E} \quad , \quad \bar{V}_{C_0} = -jQ\bar{E} .$$

Le due tensioni \bar{V}_{L_0} e \bar{V}_{C_0} sono sfasate di 90° in anticipo ed in ritardo rispetto alla f. e. m. \bar{E} del generatore (diagr. a') e la loro ampiezza è Q

volte quella della f. e. m. stessa. L'ampiezza può risultare anche molto elevata rispetto ad E se Q è abbastanza grande, il che avviene quando R , è assai piccola di fronte alle reattanze $\omega_0 L$ ed $1/\omega_0 C$; per questo motivo il coefficiente di risonanza si chiama anche *coefficiente di sovratensione*. Supponiamo, ad esempio, che alla risonanza sia $\omega_0 L = 100R$, per cui risulta $Q = 100$: se, per ipotesi, la f. e. m. del generatore ha ampiezza 100 V , l'ampiezza della tensione ai capi di C risulta ben 10000 V . Ciò fa comprendere come sia importante questa considerazione allorchè, nell'attuazione pratica del circuito risonante (n. 6), una così grande tensione

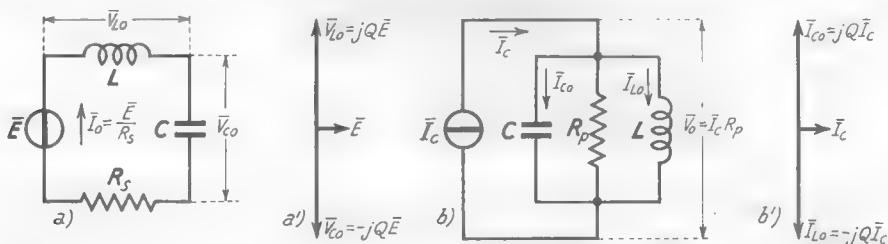


Fig. 11 — Circuiti serie e parallelo in risonanza ($f=f_0$): *sovratensione e sovracorrente*.

risulta applicata ad un effettivo condensatore. Un'altra conseguenza della sovratensione è la seguente: se ad un circuito risonante ad alto Q sono contemporaneamente applicate varie f. e. m. di frequenza diversa, ai capi di C ed L si troverà esaltata rispetto alle altre la tensione sulla cui frequenza è *accordato* il circuito; ciò, manifestamente, non è che un aspetto della *selettività* del circuito risonante già messa in evidenza nel n. 3.

Un fenomeno analogo alla sovratensione nei circuiti risonanti serie è la cosiddetta *sovracorrente* che si ha nei circuiti risonanti parallelo (fig. 11 *b*). Ricordiamo che nel circuito parallelo in risonanza la tensione \bar{V} è legata alla corrente \bar{I}_c del generatore dalla relazione $\bar{V}_0 = R_p \bar{I}_c$; pertanto nella capacità e nell'induttanza circolano le correnti:

$$(3) \quad \bar{I}_{C_0} = j\omega_0 C \bar{V}_0 = j\omega_0 C R_p \bar{I}_c, \quad \bar{I}_{L_0} = \frac{\bar{V}_0}{j\omega_0 L} = -j \frac{R_p}{\omega_0 L} \bar{I}_c.$$

Ricordando le espressioni (11) del numero precedente che forniscono il valore del coefficiente di risonanza Q del circuito parallelo, le (3) possono risciversi:

$$(4) \quad \bar{I}_{C_0} = jQ \bar{I}_c, \quad \bar{I}_{L_0} = -jQ \bar{I}_c.$$

Se ne deduce che, alla risonanza, le correnti in C ed L sono in opposizione di fase fra loro ed in quadratura con la corrente del generatore (fig. 11, diagr. b'); hanno ampiezze uguali fra loro e Q volte maggiori dell'ampiezza della corrente del generatore. Per quest'ultima proprietà il coefficiente di risonanza nei circuiti parallelo è anche detto *coefficiente di sovracorrente*.

Non deve stupire il fatto che le correnti nella capacità e nell'induttanza siano più grandi di quella del generatore poichè esse, essendo uguali ed opposte, si compensano fra loro, costituendo in effetti una corrente I_{CL} che circola unicamente in L e C , mentre in R , si riversa la corrente \bar{I}_c (fig. 12): a comprendere ciò saranno di aiuto le considerazioni energetiche che svolgeremo nel prossimo paragrafo.

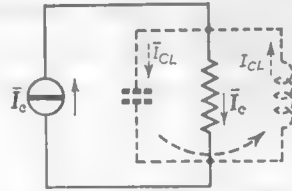


Fig. 12 — Corrente nel ramo resistivo e corrente circolante in L e C .

5. — Considerazioni energetiche sulla risonanza.

È noto — ed è stato richiamato nel Vol. I (Cap. I, nn. 8-9) — che sottoponendo ad un'opportuna sollecitazione elettrica ⁽³⁾ un circuito costituito da capacità C , induttanza L e resistenza R , in serie, nascono *oscillazioni libere* di frequenza:

$$(1) \quad f = f_0 \sqrt{1 - \frac{R_0^2 C}{4L}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_0^2}{4L^2}},$$

purchè la resistenza R , sia inferiore al valore critico $2\sqrt{L/C}$. Le oscillazioni sono smorzate a causa dell'energia dissipata nella resistenza; le oscillazioni si manterrebbero invece di ampiezza costante se vi fosse un continuo apporto di energia che compensasse quella dissipata.

È utile considerare sotto questo aspetto il fenomeno della risonanza: quando entra in funzione il generatore che alimenta il circuito (fig. 11 a) si ha un periodo transitorio durante il quale si instaura il regime oscillatorio. Le oscillazioni, dal valore zero iniziale, crescono progressiva-

(3) - Per esempio caricando preventivamente il condensatore e poi lasciandolo scaricare attraverso l'induttanza e la resistenza.

mente fino a raggiungere una situazione di regime in cui la corrente e le tensioni hanno i valori visti nel paragrafo precedente ($\bar{I} = \bar{I}_o = \bar{E}/R_s$, $\bar{V}_{L_o} = jQ\bar{E}$, $\bar{V}_{C_o} = -jQ\bar{E}$): le loro ampiezze rimangono costanti perchè il generatore somministra l'energia che si dissipa nella resistenza. Poichè in risonanza la corrente è in fase con la f.e.m. del generatore ed ha ampiezza $I_o = E/R_s$, la potenza fornita dal generatore (prodotto dei valori efficaci della corrente e della tensione) è:

$$(2) \quad P_o = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{E^2}{2R_s},$$

e coincide con la potenza dissipata nella sola resistenza (*).

D'altra parte, entro il circuito risonante vi è un continuo flusso di energia dalla capacità all'induttanza e viceversa: energia che è stata fornita dal generatore nel transitorio iniziale e che è continuamente palleggiata fra il campo elettrico della capacità ed il campo magnetico dell'induttanza. Un chiaro indice dell'energia palleggiata fra L e C per ogni secondo è la *potenza reattiva* (5) nell'induttanza e nella capacità; poichè l'ampiezza della tensione ai capi di L , oppure di C , è $V_{L_o} = V_{C_o} = QE$ e quella della corrente è $I_o = E/R_s$, mentre lo sfasamento è $\pi/2$, il valore della potenza reattiva risulta:

$$(3) \quad P_r = \frac{V_{L_o}}{\sqrt{2}} \frac{I_o}{\sqrt{2}} \text{sen} \frac{\pi}{2} = \frac{QE^2}{2R_s},$$

il quale è uguale a Q volte la potenza P_o fornita dal generatore. Dal confronto fra la (2) e la (3) si ricava l'importante relazione:

$$(4) \quad Q = \frac{P_r}{P_o},$$

la quale dice che *il coefficiente di risonanza è uguale al rapporto fra la*

(*) - La potenza dissipata nella resistenza è $I_{o\text{eff}}^2 R_s$, ed ha perciò il valore:

$$\frac{I_o^2}{2} R_s = \frac{E^2 R_s}{2 R_s^2} = \frac{E^2}{2 R_s}.$$

(5) - Ricordiamo che la potenza reattiva è il prodotto dei valori efficaci della tensione e della corrente per il seno dell'angolo di sfasamento. L'energia palleggiata ha il valore $W_r = P_r T_o / 2\pi$, dove T_o è il periodo dell'oscillazione (Vol. I, Cap. II, n. 5, form. 20); la potenza palleggiata ha mediamente il valore $W_r / T_o = P_r / 2\pi$.

potenza reattiva in gioco e la potenza fornita dal generatore in corrispondenza alla risonanza. Operando in maniera identica per il circuito risonante parallelo si arriverebbe ai medesimi risultati ed alla stessa espressione del coefficiente di risonanza.

La relazione (4) indica chiaramente che *il coefficiente di risonanza è un indice di bontà del circuito risonante*: fra due pendoli uguali, che oscillano con la stessa frequenza e la stessa ampiezza — e nei quali, quindi, è in gioco la stessa energia (energia cinetica e potenziale che si scambiano continuamente fra loro) — è certamente migliore quello che richiede l'energia più piccola per essere mantenuto in oscillazione.

Le considerazioni energetiche svolte conducono a pensare il circuito risonante come un circuito in libera oscillazione privo di perdite, nel senso che queste sono bilanciate dall'apporto costante di energia da parte del generatore. Nel caso del circuito serie ciò equivale a considerare nulla la resistenza R_s : naturalmente, allora, la frequenza di libera oscillazione espressa dalla relazione (1) viene a coincidere con la frequenza di risonanza. In base a tutte queste considerazioni, nell'uso comune non si fa generalmente alcuna distinzione fra le dizioni *circuito risonante* e *circuito oscillatorio*, le quali si usano indifferentemente.

6 — Attuazione pratica dei circuiti risonanti.

Nei circuiti precedenti abbiamo studiato la risonanza in circuiti composti da elementi puramente ideali: all'atto pratico i circuiti risonanti sono attuati collegando un generatore in serie od in parallelo ad un induttore, ad un condensatore ed eventualmente ad un resistore, nel modo indicato nella figure 13 *a*), *b*). Naturalmente il generatore, il condensatore e l'induttore posseggono ciascuno una resistenza propria che, nei loro schemi equivalenti, può essere disposta in serie od in parallelo ai singoli elementi (n. 1, fig. 1).

Convorrà usare per i singoli *bipoli* lo schema equivalente *serie* nel caso *a*) e quello *parallelo* nel caso *b*); si ottengono in tal modo gli schemi *a'* e *b'*) della figura 13, il primo per l'alimentazione in serie ed il secondo per l'alimentazione in parallelo. Nello schema *a'*) R_s è la somma della resistenza propria del resistore, delle resistenze *serie* dell'induttore e del condensatore (n. 1, fig. 1) e della resistenza interna del generatore (di cui \bar{E} è la f. e. m.); nello schema *b'*) R_p è il parallelo delle resistenze *parallelo* dell'induttore e del condensatore (n. 1, fig. 1), della

resistenza del resistore e della resistenza interna del generatore (di cui \bar{I}_c è la corrente di c.c.).

Gli schemi così ottenuti sono formalmente identici a quelli che abbiamo studiato nei paragrafi precedenti, ma qui vi è una notevole particolarità: R_s ed R_p non sono resistenze di valore fisso, perchè di esse fanno parte le resistenze equivalenti dell'induttore e del condensatore il cui valore dipende dalla frequenza (n. 1). La dipendenza di R_s ed R_p dalla frequenza fa sì che i risultati precedentemente ottenuti non

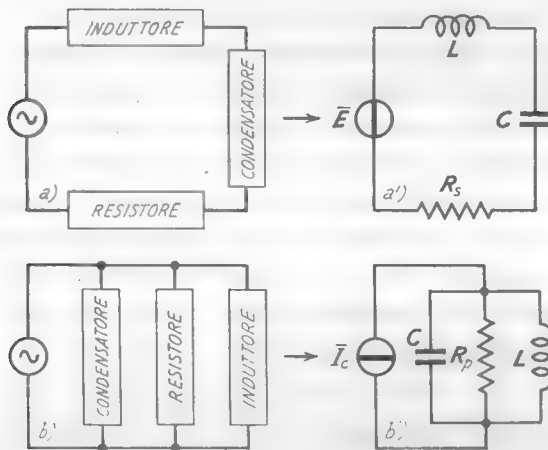


Fig. 13 — Alimentazione in serie ed in parallelo di un induttore, un condensatore ed un resistore.

siano rigorosamente validi: di più, il modo di variare delle resistenze equivalenti con la frequenza non è generalmente prevedibile in modo esatto per via teorica, per cui uno studio *rigoroso* dei circuiti della figura 13 non può essere compiuto se non per via sperimentale. In pratica, però, nel limitato intorno di frequenza in cui la corrente (circuito serie) o la tensione (circuito parallelo) sono diversi

da zero (figg. 7-8), le resistenze equivalenti variano molto poco; lo studio dei circuiti risonanti può allora essere compiuto come se R_s ed R_p avessero valori fissi, coincidenti coi valori R_{s0} ed R_{p0} , che esse effettivamente hanno alla frequenza di risonanza f_0 .

Per fissare le idee, supponiamo di attuare il circuito b) della figura 13 nel modo indicato nella figura 14 a), ossia con un generatore di resistenza interna $R_i = 10^5 \Omega$, un condensatore variabile praticamente privo di perdite (R_C , infinitamente grande), un resistore con $R = 10^5 \Omega$ ed un induttore avente induttanza $L = 50 \cdot 10^{-6} \text{ H}$ e coefficiente di bontà $Q_L = 100$, costante entro tutta la gamma delle frequenze su cui il circuito è destinato a lavorare (n. 1, fig. 2). Il circuito può ridisegnarsi come nella figura 14 b), in cui R_p è il parallelo di R_i , di R e della resistenza parallelo dell'induttore R_{Lp} . Supponiamo che il circuito sia accordato nella frequenza $f_0 = 10^6 \text{ Hz}$

($\omega_0 = 6,28 \cdot 10^6$) portando la capacità del condensatore variabile al valore $C = 500$ pF ⁽⁶⁾: la resistenza R_{Lp} , a questa frequenza, ha il valore (n. 1, form. 2):

$$(1) \quad R_{Lp} = \omega_0 L Q_L \cong 31,4 \cdot 10^4 \Omega .$$

Il valore di R_p alla frequenza f_0 , che diremo R_{p0} , risulta pertanto:

$$(2) \quad R_{p0} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{Lp}}} \cong 19,3 \cdot 10^4 \Omega .$$

Ciò posto, tutti i calcoli sulla risonanza nell'intorno della frequenza prescelta, $f_0 = 1$ MHz, si compiono come se R_p avesse valore fisso

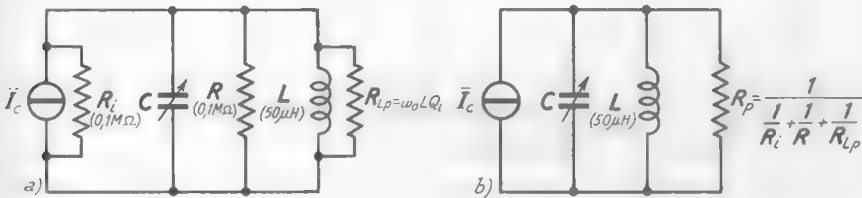


Fig. 14 — Esempio di attuazione di un circuito risonante parallelo.

$R_{p0} \cong 19,3$ kΩ: ad esempio la *banda passante* del circuito, accordato sulla frequenza $f_0 = 1$ MHz, può calcolarsi mediante la formula (3) del n. 3, valida per il circuito ideale ⁽⁷⁾, pur di considerare $R_p = R_{p0} \cong 19,3$ kΩ. Essendo $C = 500 \cdot 10^{-12}$ F, risulta

$$(3) \quad B = \frac{1}{2\pi C R_{p0}} \cong 16 \cdot 10^4 \text{ Hz} .$$

Se ora, agendo nel condensatore variabile, si sposta l'accordo del circuito su una frequenza $f_0 = 2$ MHz, doppia della precedente, la resistenza $R_{Lp} = \omega_0 L Q_L$ raddoppia essa pure, divenendo $R_{Lp} = 62,4$ kΩ; sostituendo tale valore nella (2) si ottiene il valore di R_{p0} alla nuova frequenza

(6) - Dalla relazione $\omega^2 LC = 1$ si ha $C = 1/(\omega^2 L) = 1/(4\pi^2 f_0^2 L) = 5 \cdot 10^{-10}$ F.

(7) - Nel circuito ideale — a cui si riferisce la formula citata e la relativa dimostrazione svolta nell'appendice al n. 3 — la resistenza R_p è costante. Nel caso attuale, invece, R_p ha valore diverso in corrispondenza ad f_0 ed alle frequenze f_1 ed f_2 che definiscono la banda passante; se, però, lo scarto di frequenza è piccolo, i valori di R_p differiscono molto poco da R_{p0} , per cui l'errore che si commette è del tutto tollerabile.

($R_{p0} \cong 28 \text{ k}\Omega$) che dovrà usarsi per i calcoli sulla risonanza nell'intorno di $f_0 = 2 \text{ MHz}$.

Con la convenzione di considerare costante la resistenza nell'intorno di ciascuna frequenza di risonanza f_0 , con valore uguale a quello assunto per $f = f_0$, i circuiti reali si trattano, dunque, come quelli ideali considerati nei paragrafi precedenti. Nella figura 15 sono riassunte le

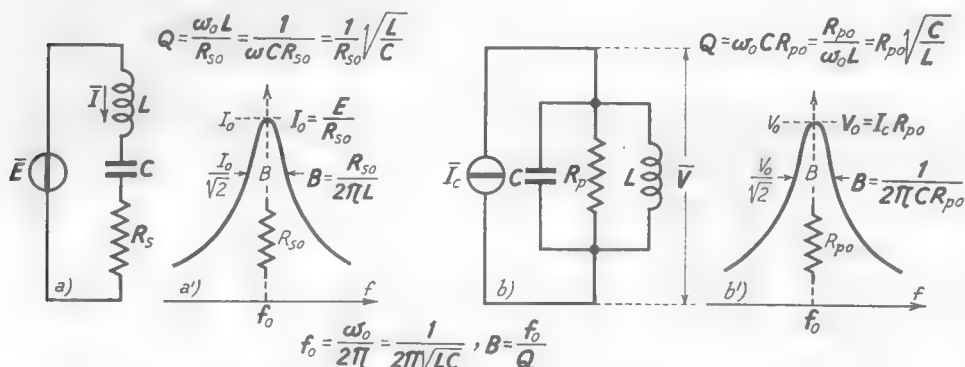


Fig. 15 — Riassunto delle principali proprietà e formule relative ai circuiti risonanti: R_{s0} ed R_{p0} sono i valori assunti da R_s ed R_p in corrispondenza ad $f = f_0$.

proprietà e le formule più significative valide in queste condizioni; ad esse si potrà fare riferimento per lo studio successivo.

Nei paragrafi seguenti esamineremo situazioni particolari, ma molto importanti, che si presentano nell'impiego pratico dei circuiti risonanti.

7. — Circuiti risonanti con resistenza attribuibile prevalentemente all'induttore.

Riprendiamo in esame il circuito della figura 14 in cui un induttore, con induttanza L e coefficiente di bontà Q_L , è collegato in parallelo ad un condensatore privo di perdite, ad un resistore R e ad un generatore con resistenza interna R_i . Scriviamo per il circuito l'espressione del coefficiente di risonanza Q (fig. 15 b):

$$(1) \quad Q = \frac{R_{p0}}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{Lp0}} \right)},$$

dove R_{Lp0} è la resistenza parallelo dell'induttore, calcolata in corrispon-

denza ad $\omega = \omega_0$ ed ha pertanto il valore:

$$(2) \quad R_{Lp0} = \omega_0 L Q_L .$$

Manifestamente, il massimo valore del coefficiente di risonanza, Q_{Max} , si ha quando $1/R_i$ ed $1/R$ sono uguali a zero ossia quando R_i ed R sono infinitamente grandi. In tali condizioni, introducendo la (2) nella (1) si ha:

$$(3) \quad Q_{Max} = \frac{1}{\frac{\omega_0 L}{R_{Lp0}}} = \frac{R_{Lp0}}{\omega_0 L} = \frac{\omega_0 L Q_L}{\omega_0 L} = Q_L .$$

Ne deduciamo che nel circuito risonante parallelo attuato con un determinato induttore, *il massimo valore possibile del coefficiente di risonanza coincide col coefficiente di bontà Q_L di tale induttore*: tale valore massimo si ha teoricamente quando R_i ed R hanno valore infinito ma, in pratica, si ha quando R_i ed R sono molto grandi di fronte ad R_{Lp0} . Per fissare le idee, se è $L = 50 \mu\text{H}$, $Q_L = 100$, alla frequenza $f_0 = 1 \text{ MHz}$ risulta $R_{Lp0} = \omega_0 L Q_L = 31,4 \cdot 10^3 \Omega$. Se R_i è dell'ordine del megaohm ed R è completamente eliminata — o rappresenta la resistenza interna di un eventuale voltmetro per la misura della tensione ai capi del circuito, che può essere dell'ordine di vari $\text{M}\Omega$ — l'approssimazione suddetta è del tutto legittima.

Si trae partito dalla proprietà trovata per ricavare, mediante misure su circuiti risonanti, *il coefficiente di bontà* di un induttore ad una determinata frequenza: per questo si attua col suddetto induttore ed un adatto condensatore variabile (avente perdite trascurabili) un circuito risonante alimentato da un generatore avente resistenza interna R , così grande di fronte ad R_{Lp0} da potersi considerare infinita. La tensione ai capi del circuito risonante si misura poi con un voltmetro ⁽⁸⁾ la cui resistenza interna (rappresentata dalla R nello schema di figura 14) possa pure considerarsi infinitamente grande; lo schema risulta quello indicato nella figura 16 a). Variando la frequenza del generatore si trova il valore f_0 in corrispondenza a cui la tensione (letta sul voltmetro) ha ampiezza massima V_0 ; si individuano poi le due frequenze f_1 ($< f_0$) ed f_2 ($> f_0$) in corrispondenza alle quali il voltmetro dà indicazione $V_0/\sqrt{2}$

(8) - Per maggiori particolari sulle misure che stiamo descrivendo si veda il testo: MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. VI, nn. 7-9 (Ed. C. Corsi, Pisa).

(fig. 9). Si ha allora $B = f_2 - f_1$ e $Q = f_0/B$ (n. 3); risulta così misurato anche il *coefficiente di bontà* dell'induttore che ha il valore $Q_L = Q$.

Anche nell'alimentazione in serie si può fare in modo che il *coefficiente di risonanza* $Q = \omega_0 L/R_{s0}$ coincida col *coefficiente di bontà* dell'induttore $Q_L = \omega_0 L/R_{Ls0}$; bisogna naturalmente che il generatore abbia resistenza interna piccolissima di fronte ad R_{Ls0} , che il condensatore abbia perdite trascurabili di fronte all'induttore e non vi sia altra resistenza in circuito, così che effettivamente sussista l'eguaglianza $R_{s0} = R_{Ls0}$.

In queste condizioni, se si misura con un voltmetro (ad altissima resistenza interna) l'ampiezza V_c della tensione ai capi del condensatore

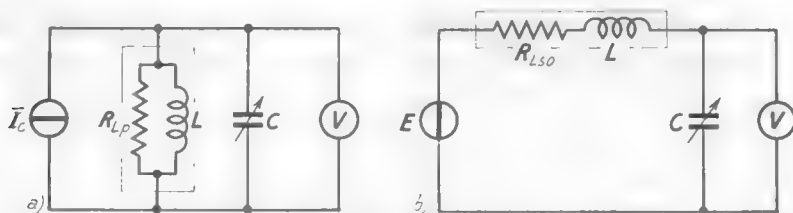


Fig. 16 — Disposizioni per la determinazione del *coefficiente di bontà* di un induttore basata sulla misura del *coefficiente di risonanza*.

(fig. 16 *b*) e la si rapporta all'ampiezza E della f.e.m. del generatore (misurata separatamente), può ottenersi il *coefficiente di risonanza* Q del circuito e quindi il *coefficiente di bontà* Q_L dell'induttore: per il fenomeno della *sovratensione* (n. 4) si ha infatti $V_c = QE$, da cui deriva $Q_L = Q = V_c/E$. Su questo principio è basato il più comune apparato (detto *Q-metro*) per la misura del coefficiente di bontà degli induttori ⁽⁹⁾.

Quale applicazione, consideriamo un circuito risonante parallelo, come quello della figura 16 *a*), formato da un induttore con $L = 16 \mu\text{H}$ ed un condensatore variabile di capacità massima 250 pF, alimentati da un generatore a corrente costante con $I_c = 0,1 \text{ mA}$: l'induttore è quello medesimo di cui nella figura 3 (n. 1) è dato l'andamento del coefficiente di bontà Q_L in funzione della frequenza (curva *a*); il condensatore si suppone privo di perdite. Si vuol conoscere, in corrispondenza alle frequenze di accordo 1, 2, 3, 4, 5, 6 MHz (ottenute regolando C), la banda passante B del circuito e la tensione V_c che è

⁽⁹⁾ - S. MALATESTA, E. SPORTELETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. VI, n. 7 (Ed. C. Corsi, Pisa).

indicata dal voltmetro. Si ha manifestazione $Q=Q_L$, $R_{po}=\omega_o L Q_L$ e pertanto $B=f_o/Q=f_o/Q_L$, $V_o=I_c R_{po}$. Determinando i valori di Q_L dalla suddetta curva si ottiene la tabella seguente.

f_o (MHz)	1	2	3	4	5	6
$Q_L=Q$	150	215	245	250	240	225
B (kHz)	6,65	9,3	12,2	16	20,8	26,8
$R_{Ipo}=R_{po}$ (k Ω)	15	43	73,5	100	120	135
V_o (V)	1,5	4,3	7,35	10	12	13,5

8. — Influenza della resistenza del generatore.

Solo superando gravi difficoltà — accettabili per scopi di misura ed in apparecchi speciali — si ottiene che la resistenza del generatore abbia effetto trascurabile di fronte a quella dell'induttore; nei casi più comuni, invece, la resistenza del generatore incide in maniera non irrilevante sulla resistenza complessiva.

Ciò accade in particolare nel caso importantissimo — che studieremo nel capitolo seguente — in cui i circuiti risonanti sono associati a tubi elettronici o transistori per attuare *amplificatori selettivi*: è inevitabile, allora, che il generatore (costituito da un tubo od un transistor) introduca in circuito una resistenza che può essere dell'ordine delle decine o delle centinaia di migliaia di ohm. L'alimentazione in serie, in tali condizioni, è addirittura impossibile⁽¹⁰⁾ e difatti non viene mai adottata in pratica; l'alimentazione in parallelo risulta, invece, generalmente attuabile, naturalmente accettando la riduzione del Q (rispetto al caso in cui il generatore è ideale) e l'allargamento della banda passante che l'introduzione del generatore provoca nel circuito.

Consideriamo, ad esempio, un circuito risonante (fig. 17 a) accordato sulla frequenza $f_o=636$ kHz ($\omega_o=4 \cdot 10^6$), costituito da un induttore con $L=100$ μ H, $Q_L=100$ e da un condensatore privo di perdite e supponiamo che sia alimentato *in parallelo* da un generatore con resistenza

⁽¹⁰⁾ - Consideriamo ad esempio, un circuito, risonante sulla frequenza $f_o=10^6$ Hz ($L=10^{-4}$ H), alimentato in serie da un generatore con $R_i=1000$ Ω . Prescindendo dalla resistenza propria dell'induttore, ossia assumendo $R_{so}=R_i=10^3$, risulta $Q=\omega_o L/R_{so}=2,8 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4}/10^3 \cong 0,63$; in queste condizioni la banda passante f_o/Q viene a perdere qualsiasi significato.

interna $R_i = 120 \text{ k}\Omega$. La resistenza parallelo dell'induttore è $R_{Lpo} = \omega_o L Q_L = 4 \cdot 10^4 \text{ }\Omega$, per cui la complessiva resistenza parallelo (fig. 17 b) risulta $R_{po} = 30 \text{ k}\Omega$ ⁽¹¹⁾, a cui corrisponde $Q = R_{po}/\omega_o L = 75$ e $B = f_o/Q = 636 \cdot 10^3/75 = 8,5 \cdot 10^3 \text{ Hz}$. Se il generatore avesse avuto resistenza infinitamente grande, sarebbe risultato $Q = Q_{Max} = Q_L = 100$ e quindi $B = 6,36 \cdot 10^3 \text{ Hz}$: l'allargamento della banda passante prodotto dalla presenza di R_i non è necessariamente un male ed anzi, come vedremo in alcune applicazioni future, può essere un effetto desiderato.

Nella figura 17 è messo in evidenza un particolare altre volte non preso in considerazione: la presenza della *capacità distribuita* C_d dell'in-

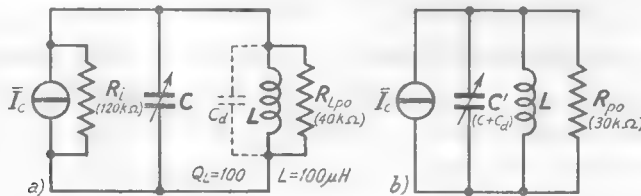


Fig. 17 — Circuito risonante alimentato in parallelo da un generatore non ideale.

duttore (n.1). Poichè C_d risulta in parallelo alla capacità C , essa non fa che aumentare il valore della capacità complessiva del circuito risonante, ma è sufficiente un semplice ritocco di C per riportare il circuito all'accordo ⁽¹²⁾; deriva da ciò che *la capacità parassita dell'induttore non produce alcun danno nel funzionamento del circuito risonante parallelo.*

Quale applicazione, riprendiamo in considerazione il circuito risonante su cui è svolto l'esercizio alla fine del paragrafo precedente, nell'ipotesi che il generatore abbia una resistenza interna $R_i = 100 \text{ k}\Omega$: si vuol conoscere il nuovo valore del coefficiente di risonanza, della banda passante e della tensione V_o ai capi del circuito alla frequenza di 4 MHz.

Dalla tabella ricavata nel suddetto esercizio si sa che per $f_o = 4 \text{ MHz}$ è $R_{Lpo} = 100 \text{ k}\Omega$ e pertanto il parallelo di R_i ed R_{Lpo} (uguali fra loro) risulta $R_{po} = R_{Lpo}/2 = 50 \text{ k}\Omega$. Il coefficiente di risonanza risulta pertanto metà del coefficiente di bontà dell'induttore, $Q = R_{po}/\omega_o L = R_{Lpo}/(2\omega_o L) = Q_L/2 = 125$. La banda passante f_o/Q risulta doppia (32 kHz) e la tensione metà ($V_o = 5 \text{ V}$) che nel caso precedente.

⁽¹¹⁾ - $R_{po} = R_i R_{Lpo}/(R_i + R_{Lpo}) = 120 \cdot 40 \cdot 10^3/(120 + 40) = 48 \cdot 10^3/16 = 3 \cdot 10^4 \text{ }\Omega$.

⁽¹²⁾ - Ciò vale, naturalmente, solo se C_d è più piccola della capacità complessivamente necessaria per l'accordo; che, altrimenti, l'accordo stesso sarebbe impossibile.

Essendo $L = 16 \mu\text{H}$, $f_0 = 4 \text{ MHz}$, la capacità d'accordo deve avere il valore $C = 1/4\pi^2 f_0^2 L) \cong 100 \text{ pF}$; nell'ipotesi che la capacità parassita dell'induttore abbia il valore $C_d = 5 \text{ pF}$, occorrerà che la capacità del condensatore abbia il valore 95 pF .

9. — Alimentazione del circuito risonante per mutua induzione e sistemi analoghi.

Un tipo di alimentazione dei circuiti risonanti che può ricondursi a quella in serie, ma che non ha l'inconveniente visto nel paragrafo precedente e che spesso offre vantaggi rispetto all'alimentazione in parallelo, è quello per mutua induzione, indicato nella figura 18 a). Nell'uso normale l'induttore primario è scelto in modo tale che nell'intorno della frequenza $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ la sua reattanza ωL_p sia molto minore della resistenza R_i del generatore; anche la resistenza dell'induttore è trascu-

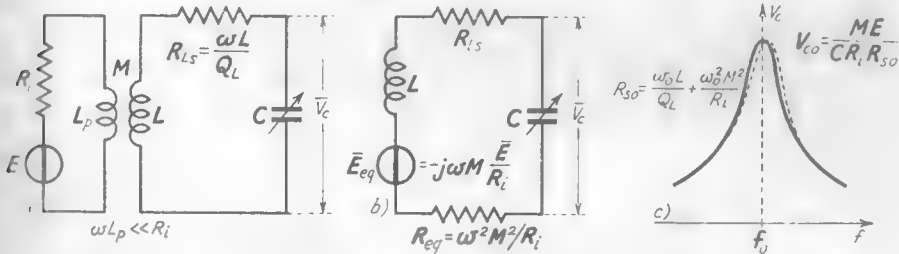


Fig. 18 — Alimentazione per mutua induzione di un circuito risonante.

rabile di fronte ad R_i , per cui l'impedenza complessiva del circuito primario viene a coincidere praticamente con la R_i stessa.

Ricordiamo (Vol. I, Cap. III, n. 4, fig. 16 c) che nel collegamento per mutua induzione fra due circuiti, di cui uno attivo (primario), di f.e.m. E ed impedenza complessiva \bar{Z} , e l'altro passivo (secondario), quest'ultimo può essere studiato come se il primario non esistesse, pur di introdurre in esso un generatore equivalente di f.e.m. $\bar{E}_{eq} = -j\omega M \bar{E}/\bar{Z}$ ed impedenza interna $\bar{Z}_{eq} = \omega^2 M^2/\bar{Z}$. Nel caso della figura 18, come abbiamo detto, l'impedenza complessiva del primario può considerarsi coincidente con R_i , per cui la f.e.m. risulta $\bar{E}_{eq} = -j\omega M \bar{E}/R_i$, mentre l'impedenza ha il valore $\bar{Z}_{eq} = \omega^2 M^2/R_i$ ed è pertanto una resistenza, R_{eq} ; lo schema del circuito equivalente secondario risulta allora quello della figura 18 b) ed è quello stesso di un circuito risonante serie, alimentato da un generatore ideale di f.e.m. $\bar{E}_{eq} = -j\omega M \bar{E}/R_i$. La resistenza com-

pletiva del circuito, R_i , è la somma della resistenza propria dell'induttore $R_{L_s} = \omega L / Q_L$ e della resistenza $R_{c_q} = \omega^2 M^2 / R_i$; essa varia con la frequenza ma — con la convenzione introdotta nel n.6 — la considereremo costante, in tutto l'intervallo di frequenza che interessa la risonanza, col valore R_{s_0} che essa assume in corrispondenza alla frequenza f_0 :

$$(1) \quad R_{s_0} = R_{L_{s_0}} + R_{c_q} = \frac{\omega_0 L}{Q_L} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_i} .$$

Con tale ammissione è facile calcolare l'espressione della corrente \bar{I} nel circuito e della tensione \bar{V}_c ai capi di C , che rappresenta usualmente l'elemento più utile per le applicazioni. Si ha subito:

$$(2) \quad \bar{I} = \frac{-j\omega M \bar{E} / R_i}{R_{s_0} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} ,$$

da cui:

$$(3) \quad \bar{V}_c = \frac{\bar{I}}{j\omega L} = \frac{-\frac{M}{C R_i} \bar{E}}{R_{s_0} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} ,$$

e passando al modulo:

$$(4) \quad V_c = \frac{\frac{M E}{C R_i}}{\sqrt{R_{s_0}^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{\frac{M E}{C R_i R_{s_0}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_{s_0}^2} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} .$$

Posto:

$$(5) \quad V_{c_0} = \frac{M E}{C R_i R_{s_0}} ,$$

la (4) assume la forma:

$$(6) \quad V_c = \frac{V_{c_0}}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_{s_0}^2} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} .$$

Confrontando tale espressione con la (7) del n.2, si riconosce che l'ampiezza della tensione ai capi di C varia in funzione della frequenza del generatore nello stesso modo dell'ampiezza della corrente in un circuito risonante serie ideale: l'ampiezza massima, V_{c_0} , si ha in corrispondenza ad $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ed il modo di variare di V_c nell'intorno di tale fre-

quenza è quello indicato nel diagramma *c*) della figura 18. A causa delle approssimazioni introdotte, l'effettiva frequenza a cui corrisponde il massimo di V_c potrà all'atto pratico risultare leggermente superiore ad f_0 ⁽¹³⁾, come è indicato dalla curva tratteggiata; ma ciò non costituisce alcun inconveniente poichè la frequenza di accordo può essere regolata a piacere variando C .

Le proprietà del circuito della figura 18 *a*) sono del tutto simili a quelle dei circuiti risonanti studiati in precedenza: l'alimentazione per mutua induzione offre però la possibilità di impiegare generatori aventi resistenza interna R_i *troppo grande per consentire l'alimentazione in serie e troppo piccola per consentire l'alimentazione in parallelo*. Ciò deriva dal fatto che la resistenza del generatore R_i trasferita entro il circuito per mutua induzione ha il valore $R_{eq} = \omega_0^2 M^2 / R_i$, che può essere *adattato* al valore voluto scegliendo opportunamente il valore del coefficiente di mutua induzione M : un esempio chiarirà perfettamente questo asserto.

Si debba costituire un circuito risonante sulla frequenza $f_0 = 636$ kHz ($\omega_0 = 4 \cdot 10^6$) con un condensatore praticamente privo di perdite ($C = 625$ μ F) ed un induttore avente $L = 100$ μ H ($\omega_0 L = 400$ Ω) e $Q_l = 100$; per alimentarlo si disponga di un generatore avente resistenza interna $R_i = 1000$ Ω . Nella figura 19 *a*) è indicata la situazione che

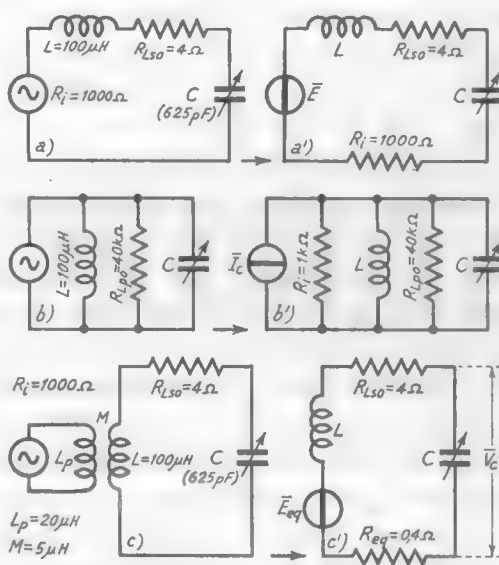


Fig. 19 — Esempio per mostrare la maggiore versatilità dell'alimentazione per mutua induzione rispetto a quella in serie od in parallelo ($f = f_0 = 636$ kHz).

(13) - In effetti la presenza della reattanza induttiva primaria ωL_p (supposta trascurabile di fronte ad R_i) provoca a secondario la nascita di una reattanza induttiva negativa (Vol I, Cap. III, nn. 4-5), la quale diminuisce la complessiva reattanza induttiva del circuito risonante, elevando perciò il valore della sua frequenza di risonanza.

si avrebbe, alla frequenza f_0 , coll'alimentazione in serie: la resistenza *serie* dell'induttore ha il valore $R_{L_{s0}} = \omega_0 L / Q_L = 400 / 100 = 4 \Omega$, per cui la resistenza complessiva del circuito (fig. 19 b') risulta $R_{s0} = R_{L_{s0}} + R_i = 1004 \Omega$ ed il coefficiente di risonanza viene ad avere il valore inaccettabilmente basso $Q = \omega_0 L / R_{s0} = 400 / 1004 \cong 0,4$. Nella figura 19 b) è indicata la situazione che si ha, in pari condizioni, usando l'alimentazione in parallelo: la resistenza *parallelo* dell'induttore ha il valore $R_{L_{p0}} = \omega_0 L Q_L = 400 \cdot 100 = 40000$, per cui la complessiva resistenza parallelo del circuito (fig. 19 b') risulta $R_{p0} = R_{L_{p0}} R_i / (R_{L_{p0}} + R_i) \cong 975 \Omega$ ed il coefficiente di risonanza ha il valore $Q = R_{p0} / \omega_0 L \cong 975 / 400 \cong 2,4$, più grande che nel caso precedente, ma sempre inaccettabilmente basso.

Consideriamo ora invece l'alimentazione per mutua induzione (figura 19 c) nell'ipotesi che sia $L_p = 20 \mu\text{H}$, $M = 5 \mu\text{H}$; la reattanza $\omega_0 L_p = 4 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 80 \Omega$ è abbastanza piccola di fronte alla resistenza $R_i = 1000 \Omega$, così che possono ritenersi valide le premesse su cui sono basate le formule (1-6). La resistenza del generatore equivalente trasferito a secondario (fig. 18 b) ha allora il valore $R_{c0} = \omega_0^2 M^2 / R_i = 16 \cdot 10^{12} \cdot 25 \cdot 10^{-12} / 10^3 = 0,4 \Omega$, per cui la resistenza complessiva del circuito risonante (fig. 19 c') risulta $R_{s0} = R_{L_{s0}} + R_{c0} = 4,4 \Omega$. Il coefficiente di risonanza ha allora il valore $Q = \omega_0 L / R_{s0} = 400 / 4,4 \cong 91$, non molto minore di quello massimo ottenibile coll'induttore dato, $Q_{Max} = Q_L = 100$, che si avrebbe nel caso teorico di alimentazione (in serie od in parallelo) con generatori ideali. La banda passante corrispondente risulta $B = f_0 / Q \cong 636 \cdot 10^3 / 91 \cong 7 \cdot 10^3 \text{ Hz}$, mentre nell'alimentazione con generatori ideali avrebbe il valore $B_{Min} = f_0 / Q_{Max} = 636 \cdot 10^3 / 100 = 6,36 \cdot 10^3 \text{ Hz}$. Valori di Q e B più prossimi a Q_{Max} e B_{Min} potrebbero ottenersi diminuendo il valore del coefficiente di mutua induzione M , da cui dipende $R_{c0} = \omega^2 M^2 / R_i$; occorre, peraltro, osservare che da M dipende anche il valore dell'ampiezza della tensione d'uscita V_c (form. 5-6), per cui la scelta di M è sempre un compromesso fra i valori di Q (o di B) e di V_{c0} che si vogliono ottenere. Nel caso dianzi considerato ($M = 5 \mu\text{H}$) risulta $V_{c0} = M E / C R_i R_{s0} \cong 1,8 E$.

L'alimentazione per mutua induzione fa parte di quei metodi che abbiamo accennato nel Vol. I (Cap. III, n. 7) e che abbiamo denominato *adattamenti di impedenza*: attraverso la mutua induzione, il generatore avente resistenza R_i non adatta ad essere posta in serie od in parallelo ad un circuito risonante, viene trasformato in un generatore avente resistenza R_{c0} adatta ad essere posta in serie.

Perfettamente equivalente al sistema di alimentazione per mutua induzione è quello indicato nella figura 20 a), che potrebbe definirsi *auto-trasformatore*; esso può pensarsi derivato da quello della figura 19 immaginando di avvicinare talmente la bobina primaria alla secondaria da farne un unico avvolgimento. Scegliendo opportunamente la posizione della presa intermedia, l'accoppiamento può essere regolato in modo da ottenere l'adattamento ottimo per le varie esigenze. Osserviamo

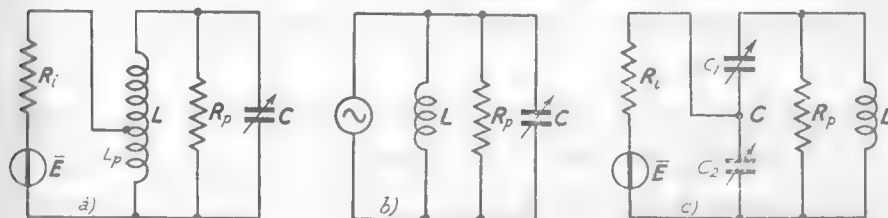


Fig. 20 — Altri sistemi di collegamento del generatore per adattare la resistenza al circuito.

che se la presa viene spostata all'estremo superiore dell'induttore si ricade nell'alimentazione in parallelo del circuito risonante, che così può essere considerata, in certo modo, come un caso particolare del metodo di alimentazione ora introdotto. In ogni caso, peraltro, il circuito a) è del tutto equivalente a quello b), dove il generatore equivalente ha caratteristiche (f.e.m., corrente di c.c., resistenza interna) dipendenti dalla posizione della presa intermedia dell'induttore.

Un altro metodo di alimentazione del circuito risonante, che consente di trasformare agevolmente il valore di R , in quello più adatto per il circuito risonante, è indicato nella figura 20 c). La corrente del generatore, circolando nella capacità C_2 , crea ai suoi capi una tensione che agisce nel circuito risonante ⁽¹⁾: coi normali metodi di studio dei circuiti può verificarsi che, anche in questo caso, ci si può ricondurre

(1) - Osservando che il complesso della resistenza R_i e delle capacità C_1 e C_2 costituisce un T di impedenze, si può inquadrare il sistema di accoppiamento in esame con quello introdotto nel Vol. I (Cap. III, n. 2, fig. 7 b). I circuiti accoppiati sono il generatore con la capacità C_2 ed il circuito risonante: la capacità C_2 fornisce l'impedenza mutua che stabilisce l'accoppiamento. Le stesse considerazioni valgono per il circuito a) della figura 20, ma c'è la complicazione aggiuntiva che le due parti dell'induttore separate dalla presa centrale sono concatenate fra loro per mutua induzione.

allo schema *b*) della figura 20. Si trova poi che, quanto più grande è il valore di C_2 nei confronti della capacità complessiva C (serie di C_1 e C_2), tanto maggiore risulta la resistenza interna del generatore equivalente (fig. 20 *b*) e, naturalmente, tanto minore diviene la sua corrente di cortocircuito. L'*adattamento* si compie scegliendo opportunamente grande il valore di C_2 nei confronti di C e, contemporaneamente, assegnando a C_1 il giusto valore affinché la serie di C_1 e C_2 abbia il valore C ⁽¹⁵⁾ prescritto per la risonanza; il valore minimo di C_2 è C stesso ⁽¹⁶⁾, nel qual caso si ricade nell'alimentazione in parallelo del circuito risonante.

10. — Collegamento di un utilizzatore resistivo al circuito risonante. Rendimento nel trasferimento energetico.

Nello studio iniziale dei circuiti risonanti reali (n. 6, fig. 13) abbiamo considerato un resistore in serie od in parallelo al generatore, all'induttore ed al condensatore. Tale resistore può rappresentare uno strumento per la misura della corrente o della tensione nel circuito; oppure può avere lo scopo di allargare la banda passante ⁽¹⁷⁾ rispetto al valore che essa avrebbe in relazione alla resistenza dell'induttore (n. 7) e del generatore (nn. 8-9). Un altro scopo della presenza del resistore è l'utilizzazione della corrente o della tensione del circuito risonante secondo quanto ora diremo.

Il problema — che si presenta specialmente negli amplificatori di potenza in alta frequenza (Cap. V) — è il seguente: si vuole alimentare un utilizzatore, rappresentato da una resistenza R_u , con una tensione ed una corrente sinusoidale di frequenza f_o ; ma il generatore di cui si dispone produce una corrente che è, sì, periodica di frequenza f_o , ma non è sinusoidale. Occorre dunque selezionare la sola prima armonica, di frequenza f_o , dalle altre armoniche aventi frequenze $2f_o$, $3f_o$, ecc. (Vol. I, Cap. I, n. 11). Un metodo adatto, in linea di principio, è sche-

⁽¹⁵⁾ - Dovrà essere $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$, da cui si deduce $C_1 = C_2 C / (C_2 - C)$.

⁽¹⁶⁾ - C_1 deve avere, allora, valore infinitamente grande: in pratica, la capacità C_1 deve essere sostituita da un tratto di conduttore.

⁽¹⁷⁾ - Ricordiamo (n. 6, fig. 15) che la banda passante ha il valore $B = R_{so} / (2\pi L)$ nel circuito serie e $B = 1 / (2\pi C R_{po})$ nel circuito parallelo: R_{so} è la totale resistenza serie, R_{po} la totale resistenza parallelo, calcolate entrambe in corrispondenza alla frequenza di risonanza f_o .

matizzato nella figura 21: il generatore è collegato in parallelo ad un induttore ed un condensatore formanti un circuito risonante sulla frequenza f_0 (la resistenza R'_{po} indica la resistenza complessiva del generatore e dell'induttore alla frequenza f_0); ai capi del circuito risonante (morsetti d'uscita u, u') è collegata la resistenza utilizzatrice R_u .

Se la banda passante B del circuito così formato è sufficientemente stretta, l'ampiezza della tensione presente fra i morsetti u, u' dovuta

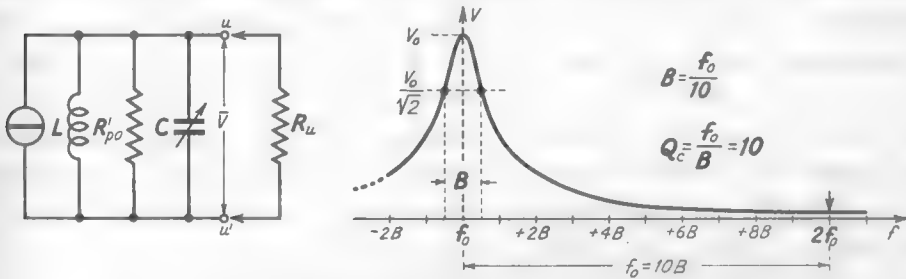


Fig. 21 — Collegamento in parallelo di un utilizzatore resistivo ad un circuito risonante: curva di risposta corrispondente.

alla seconda armonica ed alle armoniche successive può risultare piccola quanto si vuole di fronte a quella della *fondamentale*, alla cui frequenza f_0 corrisponde il massimo della curva di risonanza del circuito: deriva da ciò che — grazie alla selettività del circuito risonante — la resistenza R_u è sostanzialmente alimentata dalla sola oscillazione fondamentale. Se si osserva che la frequenza della seconda armonica ($2f_0$) differisce da quella dell'oscillazione fondamentale (f_0) di un intervallo di frequenza pari alla f_0 stessa, si capisce che non è necessaria una grande selettività per ridurre a valori molto piccoli l'ampiezza della seconda armonica e delle successive; nella figura 21 è indicata la situazione che si ha nel caso in cui è $B = f_0/10$, situazione che si verifica quanto il coefficiente di risonanza, f_0/B , ha manifestamente il valore 10.

Naturalmente, il coefficiente di risonanza di cui si parla è quello in presenza della resistenza di utilizzazione, che si dice *coefficiente di risonanza sotto carico*, Q_c , per distinguerlo da quello in assenza di R_u , che si chiama *coefficiente di risonanza a vuoto*, Q_v . Detto R_{po} il parallelo delle resistenze R'_{po} ed R_u , si ha manifestamente:

$$(1) \quad Q_c = \frac{R_{po}}{\omega_0 L} \quad , \quad Q_v = \frac{R'_{po}}{\omega_0 L} ;$$

il rapporto fra i due coefficienti di risonanza:

$$(2) \quad \frac{Q_c}{Q_v} = \frac{R_{p_o}}{R'_{p_o}},$$

ha un interessante significato energetico che ora vedremo.

Nel circuito della figura 21 (con R_u connessa) il generatore produce una certa potenza, P_{tot} , che viene consumata in R_u ed in R'_{p_o} (cioè nella resistenza R_{p_o} , parallelo di R_u ed R'_{p_o}); agli effetti dell'utilizzazione di tale potenza, la parte P_u consumata in R_u è *utile*, in quanto immessa nell'utilizzatore, mentre la parte consumata in R'_{p_o} , P_p , è *perduta* in quanto dissipata entro l'induttore ed entro il generatore stesso ⁽¹⁸⁾: naturalmente è $P_u = P_{tot} - P_p$. Si dice *rendimento nel trasferimento energetico* (dal generatore all'utilizzatore) il rapporto η_t fra la potenza P_u immessa in R_u e quella complessivamente erogata dal generatore P_{tot} ; esso può scriversi:

$$(3) \quad \eta_t = \frac{P_u}{P_{tot}} = \frac{P_{tot} - P_p}{P_{tot}} = 1 - \frac{P_p}{P_{tot}}.$$

In risonanza, detta V_o l'ampiezza della tensione ai capi del circuito, la potenza perduta ha manifestamente il valore $P_p = V_o^2 / (2R'_{p_o})$, mentre la potenza complessivamente immessa nel circuito risulta $P_{tot} = V_o^2 / (2R_{p_o})$ ⁽¹⁹⁾; si ha allora, ricordando la (2):

$$(4) \quad \frac{P_p}{P_{tot}} = \frac{V_o^2 / (2R'_{p_o})}{V_o^2 / (2R_{p_o})} = \frac{R_{p_o}}{R'_{p_o}} = \frac{Q_c}{Q_v},$$

la quale ci dice che la potenza perduta sta a quella complessivamente fornita nello stesso rapporto in cui il coefficiente di risonanza sotto carico stà a quello a vuoto. Sostituendo la relazione (4) nella (3) si ottiene:

$$(5) \quad \eta_t = \frac{P_u}{P_{tot}} = 1 - \frac{Q_c}{Q_v},$$

⁽¹⁸⁾ - R'_{p_o} è, infatti, il parallelo della resistenza $R_{l_{p_o}}$ dell'induttore e della resistenza interna R_l del generatore.

⁽¹⁹⁾ - Sappiamo (Vol. I, Cap. I, n. 11 b) che in regime periodico non sinusoidale la potenza è la somma delle potenze che competono alle singole armoniche. Ma l'azione selettiva del circuito risonante fa sì che l'ampiezza della tensione alle frequenze $2f_o$, $3f_o$, ... sia minima di fronte a quella che si ha alla frequenza f_o ; per cui nel computo della potenza complessivamente immessa nel circuito ci si riferisce solamente a questa.

da cui appare che il rendimento nel trasferimento energetico è tanto più elevato (e cioè la potenza ceduta all'utilizzatore è tanto più grande di fronte a quella dissipata entro il circuito risonante stesso) *quanto più piccolo è il coefficiente di risonanza sotto carico, Q_c , di fronte a quello a vuoto Q_v* . Così, nell'esempio preso in considerazione precedentemente, in cui era $Q_c=10$ (banda passante uguale ad $1/10$ di f_o), se il coefficiente di risonanza a vuoto è, per fissare le idee $Q_v=100$, risulta $\eta_t=1-10/100=0,9$, se invece fosse $Q_v=500$, risulterebbe $\eta_t=1-10/500=1-0,02=0,98$ e la potenza verrebbe quasi integralmente trasferita dal generatore all'utilizzatore.

Dalle considerazioni svolte appare che, per alimentare l'utilizzatore nel modo migliore col dato generatore, occorre intanto impiegare un circuito risonante più buono possibile (Q_v alto) e poi fare in modo che *il coefficiente di risonanza sotto carico Q_c sia il più basso possibile*, naturalmente in maniera compatibile con la selettività necessaria per eliminare le armoniche indesiderate. È una condizione questa che non è facile ad ottenersi perchè il valore di R_u , legato alle caratteristiche dell'utilizzatore, è fisso e può accadere che esso renda il coefficiente di risonanza Q_c troppo piccolo (con conseguente scarsa selettività) o non sufficientemente piccolo rispetto a Q_v , con conseguente scarso rendimento.

Anche nei casi sopradetti, peraltro, il raggiungimento delle condizioni più opportune può ottenersi pur di eseguire un *adattamento* della resistenza R_u al circuito risonante: un metodo molto comune è quello di collegare R_u al circuito risonante, non direttamente in parallelo, come nella figura 21, ma attraverso ad un accoppiamento per mutua induzione, come vedremo nel prossimo paragrafo.

11. — Collegamento per mutua induzione di un utilizzatore resistivo ad un circuito risonante.

L'accoppiamento per mutua induzione dell'utilizzatore resistivo al circuito risonante — a cui si è accennato nel numero precedente — è schematizzato nella figura 22 a): R'_{po} è il parallelo della resistenza interna del generatore (R_i) e della resistenza parallelo dell'induttore (R_{Lpo}) alla frequenza $f_o=1/2\pi\sqrt{LC}$. Per mutua induzione, dal circuito risonante (circuito *primario*) si ha un trasferimento di energia al circuito *secondario*, energia che viene consumata nella resistenza di utilizzazione R_u .

Sappiamo (Vol. I, Cap. III, n. 5) che la presenza del circuito secondario (avente l'impedenza complessa $\bar{Z}_2 = R_u + j\omega L_2$) fa sì che nel circuito primario risulti riportata in serie al ramo induttivo un'impedenza (*impedenza secondaria riportata a primario*): essa è composta da una *parte resistiva* $R_{1,2}$ (che rende conto dell'energia trasferita a secondario ed utilizzata in R_u) e di una *parte reattiva* che ha la struttura matematica di una reattanza induttiva, ma col segno negativo ($-j\omega L_{1,2}$). Questa va a diminuire la reattanza induttiva primaria ($j\omega L$) e tutto avviene come

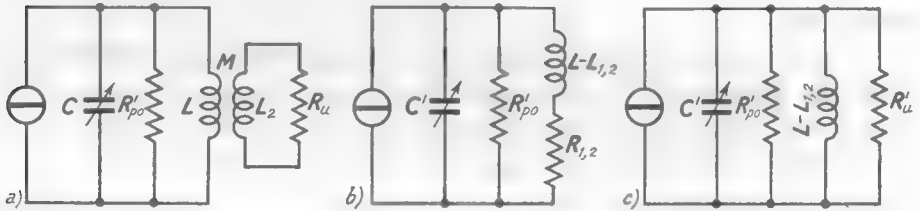


Fig. 22 — Collegamento per mutua induzione di una resistenza R_u ad un circuito risonante parallelo.

se nel circuito primario esistesse un'induttanza $L - L_{1,2}$ avente in serie una resistenza $R_{1,2}$ (fig. 22 b); i valori di $L_{1,2}$ ed $R_{1,2}$, alla frequenza f_0 , sono (Vol. II, Cap. III, n. 5, form. 4-6):

$$(1) \quad L_{1,2} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_u^2 + \omega_0^2 L_2^2} L_2 \quad , \quad R_{1,2} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_u^2 + \omega_0^2 L_2^2} R_u \quad .$$

Il circuito equivalente della figura 22 b) avrebbe una frequenza di risonanza più alta di f_0 (a causa della diminuzione dell'induttanza), ma può essere riportato in risonanza sulla frequenza originaria f_0 regolando la capacità ad un valore $C' > C$, così da compensare la diminuzione della reattanza induttiva ⁽²⁰⁾. La resistenza $R_{1,2}$ in serie all'induttanza equivale

⁽²⁰⁾ - Diciamo per inciso che una situazione analoga a quella ora considerata si ha — indipendentemente dalla presenza del circuito secondario — ogni volta che l'induttore di un circuito risonante è racchiuso entro uno *schermo metallico* come frequentemente avviene. Lo schermo si comporta come un circuito secondario formato da induttanza e resistenza. Risulterà allora riportata a primario una resistenza ed una reattanza induttiva negativa: la prima aumenta leggermente le perdite del circuito risonante abbassandone appena il Q ; la seconda diminuisce la reattanza induttiva rendendo necessario un aumento della capacità per riportare la frequenza di risonanza al valore originario.

ad una resistenza — che diremo R_u' ⁽²¹⁾ — posta in parallelo alla medesima, cioè al circuito risonante stesso, come è indicato nella figura 22 c).

Il circuito della figura 22 c) coincide con quello studiato nel paragrafo precedente (fig. 21) e valgono pertanto per esso tutte le considerazioni a suo tempo svolte, tenendo presente che la potenza che risulta consumata in R_u' è in realtà immessa nell'effettiva resistenza di utilizzazione R_u (fig. 22 a): in particolare valgono per il circuito i risultati relativi al *rendimento nel trasferimento energetico* (dal generatore all'utilizzatore R_u) ed alla *selettività*. Qui, però, si ha il grande vantaggio che il valore di R_u' non è fisso, ma può essere regolato entro ampi limiti — qualunque sia il valore di R_u — con una conveniente scelta di L_s ed un'opportuna regolazione del valore di M : si ha così modo di assegnare ad R_u' il valore più *adatto* per ottenere un buon rendimento nel trasferimento energetico e la necessaria selettività.

L'adattamento di R_u al circuito risonante (così da ottenere i sopradetti risultati) può ottenersi, oltre che col metodo della figura 22 a), anche col sistema *autotrasformatorico* indicato nella figura 23: la regolazione del coefficiente di mutua induzione (che nel sistema della figura 22 poteva prodursi variando la posizione relativa dei due induttori accoppiati) si può ora compiere solo regolando la posizione della presa P a cui si effettua il collegamento ⁽²²⁾.

Per ottenere i medesimi risultati che si conseguono con i tipi di accoppiamento delle figure 22 e 23, si usa anche il sistema indicato nella figura 24 a): qui la resistenza di utilizzazione R_u , in parallelo a C_2 , equivale ad una resistenza R_u' in parallelo alla complessiva capacità C , serie di C_1 e C_2 . Lo schema che ne risulta è quello b) della figura 24,

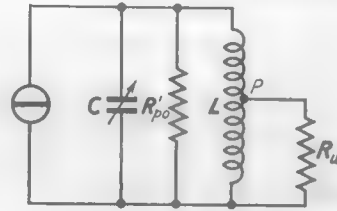


Fig. 23 — Accoppiamento autotrasformatorico.

⁽²¹⁾ - L'espressione di R_u' è piuttosto complicata nel caso generale; essa è ricavata in un caso particolare, ma molto significativo, nell'esercizio svolto alla fine del paragrafo.

⁽²²⁾ - Si noti che quando la presa P viene spostata all'estremo superiore dell'induttore si ricade nel collegamento di R_u in parallelo al circuito risonante (fig. 21); il collegamento in parallelo può così essere considerato come un caso particolare del metodo di figura 23.

dove R_u' e C hanno i valori:

$$(2) \quad R_u' \cong R_u \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right), \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2};$$

l'espressione di R_u' è approssimata, con approssimazione tanto migliore quanto più piccola è la reattanza $1/\omega(C_1 + C_2)$ di fronte ad R_u ⁽²³⁾.

Lo schema della figura 24 b) coincide con quello della figura 21

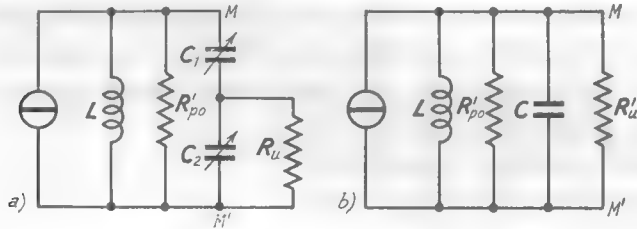


Fig. 24 — Collegamento mediante partitore capacitivo di una resistenza R_u ad un circuito risonante parallelo.

studiato nel paragrafo precedente e valgono per esso tutte le considerazioni là svolte: in particolare valgono anche in questo caso i risultati relativi al *rendimento nel trasferimento energetico* (dal generatore ad R_u' , ossia ad R_u) ed alla *selettività*. Il circuito della figura 24 a) ha in comune con quelli delle figure 22 a) e 23 il vantaggio che il valore di R_u'

⁽²³⁾ - Tutto il ramo di circuito a destra dei punti MM' (fig. 24 a) presenta un'impedenza di valore:

$$\bar{Z} = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_u} + j\omega C_2} = \frac{1 + j\omega R_u (C_1 + C_2)}{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_u},$$

a cui corrisponde l'ammettenza:

$$\bar{Y} = \frac{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_u}{1 + j\omega R_u (C_1 + C_2)}.$$

Supponiamo che la reattanza $1/j\omega(C_1 + C_2)$ sia molto molto più piccola di R_u : allora nel denominatore risulta $j\omega R_u(C_1 + C_2)$ molto maggiore di 1. In prima approssimazione, trascurando 1, si può scrivere:

$$\bar{Y} = \frac{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_u}{j\omega R_u (C_1 + C_2)} = \frac{C_1}{R_u (C_1 + C_2)} + j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

L'ammettenza può considerarsi la somma di una conduttanza $C_1/R_u(C_1 + C_2)$ e di una suscettanza $j\omega C_1 C_2/(C_1 + C_2)$: a ciò corrisponde il parallelo di una resistenza $R_u(C_1 + C_2)/C_1$ e di una capacità $C_1 C_2/(C_1 + C_2)$. La resistenza e la capacità sono appunto la R_u' e la C espresse dalle formule (2).

può essere scelto ad arte, qualunque sia il valore di R_u , in modo da *adattarsi* al circuito risonante per ottenere un buon rendimento nel trasferimento energetico e la necessaria selettività: per la regolazione del valore di R_u' , come mostra la prima relazione (2) occorre variare il rapporto C_2/C_1 , tenendo naturalmente sempre presente che la serie di C_1 e C_2 deve avere un valore C tale da mantenere il circuito in risonanza sulla frequenza f_0 prescelta.

In applicazione di quanto si è visto consideriamo un esempio numerico relativo al circuito della figura 22 a): supponiamo che il generatore operi sulla frequenza $f_0 = 636$ kHz ($\omega_0 = 4 \cdot 10^6$) e che sia $L = 0,1$ mH, $L_2 = 20$ μ H, $R_u = 200$ Ω , $M = 5,4$ μ H. Nell'ipotesi che il coefficiente di risonanza a vuoto (cioè in assenza di R_u) sia $Q_v = 200$, si vuol determinare la capacità C' d'accordo, il coefficiente di risonanza sotto carico Q_c ed il corrispondente rendimento nel trasferimento energetico.

In vista di successiva utilizzazione calcoliamo subito i valori di $\omega_0 L$, $\omega_0 L_2$, $\omega_0 M$:

$$\begin{aligned}\omega_0 L &= 4 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 400 \Omega ; & \omega_0 L_2 &= 4 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 80 \Omega ; \\ \omega_0 M &= 4 \cdot 10^6 \cdot 5,4 \cdot 10^{-6} = 21,6 \Omega ;\end{aligned}$$

Calcoliamo anche il valore della resistenza R'_{po} legato al valore di Q_v :

$$R'_{po} = \omega_0 L Q_v = 400 \cdot 200 = 8 \cdot 10^4 \Omega .$$

Dalle formule (1) si ricavano poi i valori di $L_{1,2}$ ed $R_{1,2}$:

$$\begin{aligned}L_{1,2} &= \frac{\omega_0^2 M^2}{R_u^2 + \omega_0^2 L_2^2} L_2 = \frac{21,6^2}{200^2 + 80^2} L_2 \cong \frac{466}{46400} L_2 \cong 0,01 L_2 \cong 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ H} , \\ R_{1,2} &= \frac{\omega_0^2 M^2}{R_u^2 + \omega_0^2 L_2^2} R_u \cong 0,01 R_u = 2 \Omega .\end{aligned}$$

Tutto avviene come se all'induttanza $L = 100$ μ H fosse sottratta l'induttanza $L_{1,2} = 0,2$ μ H, con effetto del tutto trascurabile, e fosse messa in serie la resistenza $R_{1,2} = 2$ Ω . Potendo prescindere dalla diminuzione dell'induttanza, il calcolo della capacità $C' = C$ si compie ponendo $\omega_0 C = 1/\omega_0 L = 1/400$; se ne deduce:

$$C = C' = \frac{1}{400 \omega_0} = \frac{1}{400 \cdot 4 \cdot 10^6} = 625 \cdot 10^{-12} \text{ F} .$$

La resistenza $R_{1,2}$ posta in serie all'induttanza L è del tutto equivalente ad una resistenza posta in parallelo alla medesima di valore:

$$R_u' = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_{1,2}} = \frac{400^2}{2} = 8 \cdot 10^4 \Omega .$$

Tale resistenza posta in parallelo ad $R'_{po} = 8 \cdot 10^4$ Ω dà luogo ad una resistenza $R_{po} = 4 \cdot 10^4$ Ω ; conseguentemente il coefficiente di risonanza sotto carico diviene $Q_c = R_{po}/\omega_0 L = 4 \cdot 10^4 / 4 \cdot 10^2 = 100$. È allora $Q_c/Q_v = 100/200 = 0,5$ ed il

rendimento nel trasferimento energetico risulta $\eta_t = 1 - Q_c/Q_v = 0,5$: solo metà della potenza erogata dal generatore viene immessa in R_u ; l'altra metà è dissipata in R'_{po} ossia nella resistenza interna stessa del generatore e nelle perdite dell'induttore.

12. — Circuiti risonanti accoppiati.

Abbiamo considerato, finora, solamente singoli circuiti risonanti variamente alimentati e collegati ad utilizzatori; ma nella tecnica elettronica, e particolarmente nella radiotecnica, si adoperano anche circuiti risonanti accoppiati fra loro in vario modo. Tipici sono i due casi indicati

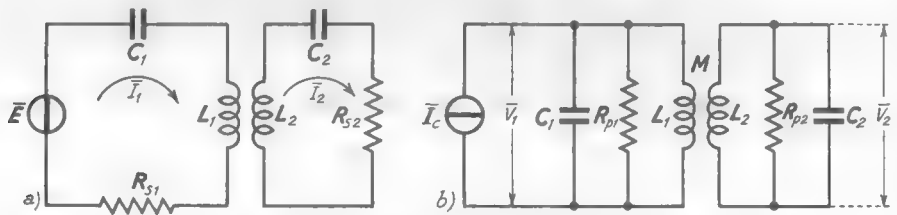


Fig. 25 — Accoppiamento induttivo fra due circuiti risonanti.

nella figura 25 in cui si hanno due circuiti risonanti, in serie od in parallelo, *accoppiati fra loro per mutua induzione*: la situazione più comune (che noi prenderemo in considerazione) è quella in cui i due circuiti, considerati isolatamente, hanno la stessa frequenza di risonanza:

$$(1) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}.$$

Negli schemi della figura 25 le resistenze comprendono la resistenza interna del generatore, la resistenza che ciascun induttore (ed eventualmente condensatore) presenta alla frequenza f_0 (n.6) ed eventuali resistenze introdotte quali utilizzatori o per altri scopi.

Alla frequenza di risonanza, poichè il circuito secondario si comporta come una pura resistenza, il suo effetto sul primario è semplicemente quello di introdurre una resistenza aggiuntiva; fuori risonanza, invece, il circuito secondario ha comportamento di tipo capacitivo od induttivo ed il suo effetto sul primario è quello di introdurre, oltre alla suddetta resistenza, anche una reattanza che ha valore e segno dipendente dalla frequenza. Le conseguenze sono che la curva di risonanza del circuito

primario presenta — oltre ad un abbassamento dovuto alla resistenza aggiuntiva — profonde modificazioni nella sua forma. È piuttosto difficile prevedere coll'intuizione la natura di tali modificazioni e così pure non è facile arguire quale sia l'entità ed il modo di variare in funzione di f della corrente e della tensione nel circuito risonante. Anche i calcoli si presentano piuttosto laboriosi e non sono di evidenza immediata: ci limiteremo perciò a descrivere i risultati sperimentali e le conseguenze pratiche ⁽²⁴⁾.

I valori della corrente e della tensione nel circuito primario e secondario dipendono ampiamente dal grado di accoppiamento dei due circuiti, che è caratterizzato dal *coefficiente di accoppiamento*. Ricordiamo (Vol. I, Cap. III, n. 3) che si chiama coefficiente di accoppiamento fra due induttanze L_1 , L_2 , il rapporto k fra il loro *coefficiente di mutua induzione* M ed il coefficiente di mutua induzione massimo possibile fra le due, che è $M_{Max} = \sqrt{L_1 L_2}$; il coefficiente di accoppiamento ha pertanto l'espressione:

$$(2) \quad k = \frac{M}{M_{Max}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$

Alla frequenza di risonanza, quando k è molto piccolo, la corrente (circuito serie) e la tensione (circuito parallelo) nel circuito primario hanno praticamente le stesse ampiezze che nei circuiti isolati (n. 6, fig. 15):

$$(3) \quad I_{1M} = \frac{E}{R_{s1}} \quad , \quad V_{1M} = I_c R_{p1} .$$

mentre hanno ampiezza piccolissima nel circuito secondario. Se si aumenta il coefficiente di accoppiamento l'effetto del secondario sul primario aumenta e perciò la corrente o la tensione nel circuito primario diminuiscono, mentre aumentano la corrente o la tensione nel circuito secondario. Questo accrescimento prosegue di mano in mano che k aumenta: raggiunto, però, un certo grado di accoppiamento che si dice *critico*, l'accrescimento cessa, dopo di che la corrente o la tensione se-

⁽²⁴⁾ - Lo studio matematico del comportamento del circuito alla frequenza di risonanza è compiuto in appendice al paragrafo. Per una trattazione completa si veda, ad esempio: *Electronics Circuits and Tubes* - Electronic Training of the Harvard University (Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1947), Cap. VII, pag. 176.

condaria cominciano a diminuire, in concomitanza a quanto hanno sempre fatto la corrente o la tensione primaria.

L'*accoppiamento critico* si ha quando il coefficiente di accoppiamento ha il valore ⁽²⁵⁾:

$$(4) \quad k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}},$$

dove Q_1 e Q_2 sono i coefficienti di risonanza del circuito primario e secondario. In tali condizioni la corrente (circuito serie) o la tensione (circuito parallelo) nel circuito secondario hanno i loro massimi valori, che sono:

$$(5) \quad I_{2M} = \frac{E}{2\sqrt{R_{p1} R_{p2}}}, \quad V_{2M} = \frac{I_c}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}}.$$

Interessante è vedere ciò che accade nell'intorno della frequenza f_0 : i risultati sono raccolti nella figura 26 che si riferisce al circuito a) della figura 25, in un caso particolare ma molto significativo. Quando il coefficiente di accoppiamento k è piccolo di fronte a k_c (accoppiamento molto *lasco*) l'andamento dell'ampiezza della corrente primaria in funzione della frequenza è molto simile alla curva di risonanza del circuito risonante primario considerato a sè stante. La corrente secondaria, contemporaneamente, è molto piccola ed ha, al variare della frequenza, l'andamento generale di una curva di risonanza. Man mano che l'accoppiamento diviene più *stretto*, la curva della corrente primaria diviene più larga ed il *picco* è più smussato. Nello stesso tempo la corrente secondaria aumenta di grandezza ma la curva che ne indica l'andamento dell'ampiezza in funzione di f è meno acuta. Tale comportamento si va esaltando fino a che si raggiunge l'*accoppiamento critico*: nel caso particolare della figura, essendo $Q_1 = Q_2 = 100$, risulta $k_c = 0,01$. In corrispondenza all'accoppiamento critico la curva della corrente secondaria è assai appiattita alla sommità, mentre quella della corrente primaria ha due massimi su due frequenze f_1 ed f_2 , l'una più bassa e l'altra più alta della frequenza di risonanza. Con accoppiamenti più *stretti* di quello critico ($k > k_c$) l'insellatura della curva della corrente primaria diviene ancor più marcata ed i due *picchi* sono maggiormente discosti fra loro. Nelle stesse condizioni anche la curva della corrente secondaria va deprimendosi in cor-

⁽²⁵⁾ - La dimostrazione è nell'appendice al paragrafo.

rispondenza ad f_0 ; l'insellamento progredisce ed i due massimi si allontanano fra di loro di mano in mano che cresce k . Se i due circuiti non sono esattamente accordati sulla medesima frequenza f_0 , le curve risultano dissimmetriche ed uno dei massimi è maggiore dell'altro.

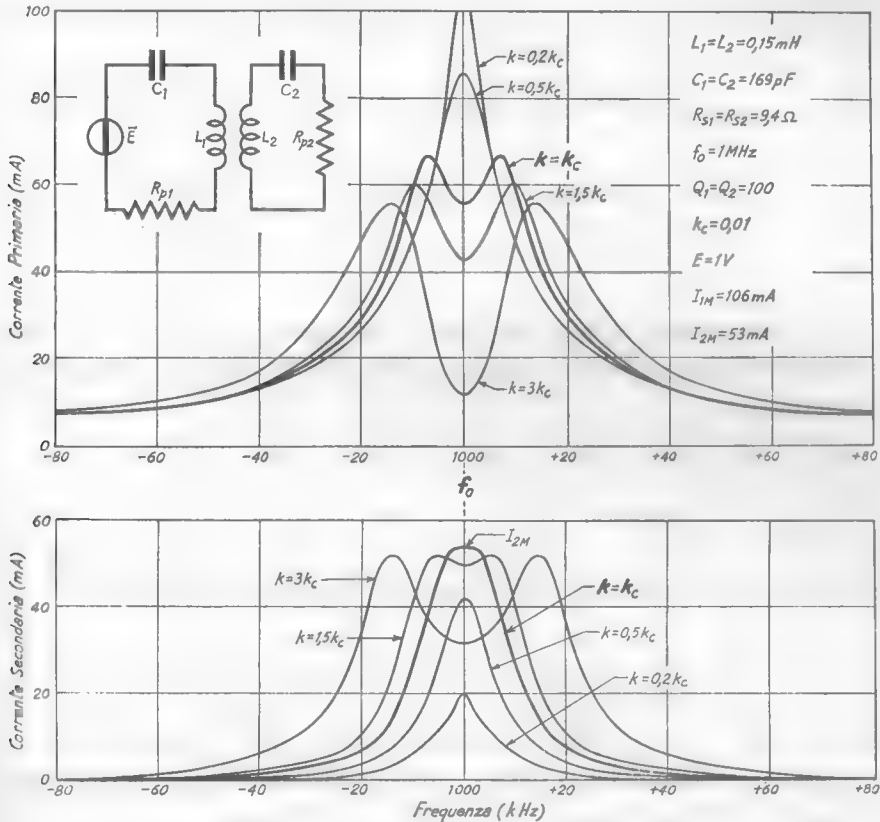


Fig. 26 — Andamento in funzione della frequenza della corrente in due circuiti risonanti serie uguali accoppiati per mutua induzione.

Comportamento analogo a quello delineato hanno la tensione primaria e la tensione secondaria nel caso del circuito b) della figura 25, in cui il circuito primario è alimentato in parallelo invece che in serie.

Le considerazioni precedenti hanno notevole importanza per l'attuazione dei cosiddetti *filtri di banda* che studieremo nel paragrafo seguente.

APPENDICE: DEDUZIONE MATEMATICA DELLE PROPRIETÀ AMMESSE. Ricordiamo (Vol. I, Cap. III, n. 4) che nel collegamento per mutua induzione fra

due circuiti, di cui uno attivo (primario) con f. e. m. \bar{E} ed impedenza \bar{Z}_1 , e l'altro passivo (secondario) di impedenza \bar{Z}_2 , i due circuiti possono essere studiati come se fossero isolati: nel primo però deve essere introdotta in serie un'impedenza $\bar{Z}_{1,2} = \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2$, nel secondo deve essere introdotta una f. e. m. $-j\omega M \bar{E} / \bar{Z}_1$ ed un'impedenza $\bar{Z}_{2,1} = \omega^2 M^2 / \bar{Z}_1$. Le correnti nei due circuiti della figura 25 a) hanno pertanto i valori:

$$(6) \quad \bar{I}_1 = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_{1,2}} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2},$$

$$(7) \quad \bar{I}_2 = \frac{-j\omega M \bar{E} / \bar{Z}_1}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_{2,1}} = \frac{-j\omega M \bar{E}}{\bar{Z}_1 \left(\bar{Z}_2 + \frac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_1} \right)} = \frac{-j\omega M \bar{E}}{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + \omega^2 M^2}.$$

In corrispondenza alla frequenza f_0 di risonanza ($\omega = \omega_0$) le impedenze \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 si riducono alle pure resistenze R_{s1} , R_{s2} , per cui le formule (6) e (7) divengono:

$$(8) \quad \bar{I}_{o1} = \frac{\bar{E}}{R_{s1} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{s2}}}, \quad \bar{I}_{o2} = \frac{-j\omega_0 M \bar{E}}{R_{s1} R_{s2} + \omega_0^2 M^2}.$$

Ricavando i moduli e compiendo semplici passaggi, si ottiene:

$$(9) \quad I_{o1} = \frac{1}{1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{s1} R_{s2}}} \frac{E}{R_{s1}}, \quad I_{o2} = \frac{\omega_0 M}{1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{s1} R_{s2}}} \frac{E}{R_{s1} R_{s2}}.$$

Conviene introdurre in queste formule il coefficiente di accoppiamento, il che può farsi sostituendo in esse ad M il valore:

$$(10) \quad M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

ricavato dalla formula (2); si ha allora:

$$(11) \quad I_{o1} = \frac{1}{1 + k^2 \frac{\omega_0^2 L_1 L_2}{R_{s1} R_{s2}}} \frac{E}{R_{s1}}, \quad I_{o2} = \frac{k E}{1 + k^2 \frac{\omega_0^2 L_1 L_2}{R_{s1} R_{s2}}} \frac{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}}{R_{s1} R_{s2}}.$$

Occorre ora osservare che i rapporti $\omega_0 L_1 / R_{s1}$, $\omega_0 L_2 / R_{s2}$, che implicitamente compaiono in queste formule, sono i coefficienti di risonanza Q_1 , Q_2

del circuito primario e di quello secondario:

$$(12) \quad Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{R_{s1}} \quad , \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_{s2}} ;$$

sussistono pertanto le eguaglianze:

$$(13) \quad \frac{\omega_0^2 L_1 L_2}{R_{s1} R_{s2}} = Q_1 Q_2 \quad , \quad \frac{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}}{R_{s1} R_{s2}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_{s1} R_{s2}}} ,$$

e le (11) possono risciversi:

$$(14) \quad I_{o1} = \frac{1}{1+k^2 Q_1 Q_2} \frac{E}{R_{s1}} \quad , \quad I_{o2} = \frac{k E}{1+k^2 Q_1 Q_2} \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_{s1} R_{s2}}} .$$

Al variare di k varia sia I_{o1} che I_{o2} ; è facile verificare, derivando rispetto a k , che la corrente secondaria ha valore massimo quando k ha il valore:

$$(15) \quad k = k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} ,$$

come avevamo ammesso in precedenza (form. 4). Quando è $k = k_c$ (*accoppiamento critico*) le (14) divengono manifestamente:

$$(16) \quad I_{o1} = \frac{E}{2R_{s1}} \quad , \quad I_{o2} = \frac{E}{2\sqrt{R_{s1} R_{s2}}} ;$$

la seconda di queste formule è la prima delle formule (5) dianzi ammesse.

Ricordando che, in assenza di secondario, la corrente primaria ha, in risonanza, il valore E/R_{s1} , la prima delle relazioni (16) ci mostra che all'accoppiamento critico la corrente primaria risulta dimezzata: tutto avviene quindi come se la resistenza fosse raddoppiata e ciò porta ad un dimezzamento del coefficiente di risonanza sotto carico rispetto a quello a vuoto (cioè in assenza di secondario). Il raddoppiamento della resistenza ed il dimezzamento del coefficiente di risonanza significa che la potenza trasferita a secondario, all'accoppiamento critico, è esattamente uguale a quella dissipata nel primario: metà, quindi, di quella complessivamente erogata dal generatore. All'accoppiamento critico, dunque, il rendimento nel trasferimento energetico è $\eta_t = 0,5$.

Abbiamo finora considerato il caso dei circuiti risonanti in serie

(fig. 25 a); nel caso dei circuiti risonanti *parallelo* (fig. 25 b) le conseguenze dell'accoppiamento sono manifestamente le medesime dal punto di vista energetico. In particolare, in condizione di accoppiamento critico, il coefficiente di risonanza del circuito risonante primario sotto carico risulta $Q_1/2$; la resistenza equivalente parallelo del primario (essendo $Q_1 = R_{p1}/\omega_0 L_1$) ha pertanto il valore:

$$(17) \quad R_{1eq} = \omega_0 L_1 \frac{Q_1}{2} = \omega_0 L_1 \frac{R_{p1}}{2\omega_0 L_1} = \frac{R_{p1}}{2},$$

e l'ampiezza della tensione primaria risulta:

$$(18) \quad V_{o1} = I_c \frac{R_{p1}}{2}.$$

La potenza fornita dal generatore della corrente \bar{I}_c ha pertanto il valore:

$$(19) \quad P = \frac{V_{o1}}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{\sqrt{2}} = \frac{I_c^2 R_{p1}}{4}.$$

Metà di questa potenza è effettivamente dissipata nel circuito primario mentre l'altra metà, $P/2$, è immessa nel secondario; detta V_{o2} l'ampiezza della tensione secondaria, si ha pertanto:

$$(20) \quad \frac{V_{o2}^2}{2R_{p2}} = \frac{I_c^2 R_{p1}}{4},$$

da cui si deduce immediatamente:

$$(21) \quad V_{o2} = \frac{I_c}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}} = V_{2M},$$

che dimostra la seconda delle formule (5).

13. — Filtri di banda ad accoppiamento induttivo.

L'esame delle curve della figura 26, riferentesi al circuito a) della figura 25, mostra che la corrente nel circuito secondario è diversa da zero solo in un limitato intorno della frequenza f_0 , così come accadeva nel caso del circuito risonante singolo (n. 2, fig. 7): la stessa cosa vale

per la tensione d'uscita del circuito *b*) della figura 25. Il complesso dei due circuiti risonanti accoppiati offre, dunque, la possibilità di selezionare fra loro oscillazioni di frequenza diversa, messa in luce nel n. 3 per i circuiti singoli; esso ha inoltre la proprietà che, se si opera vicino all'*accoppiamento critico*, la curva di risposta secondaria ha la sommità piatta, il che rappresenta un vantaggio allorchè l'oscillazione che deve essere selezionata è modulata.

Nel capitolo precedente abbiamo visto, infatti, che un'oscillazione di frequenza f_0 , comunque modulata, è la sovrapposizione di oscillazioni semplici le cui frequenze sono contenute entro un intorno Δf ben definito di f_0 (*canale di frequenza*): un organo selettivo ideale dovrebbe quindi avere risposta uniforme per tutte le frequenze comprese entro Δf e risposta nulla fuori del sopradetto canale. L'esame della figura 26 mostra che in corrispondenza all'accoppiamento critico ($k=k_c$), o ad un accoppiamento leggermente più stretto, la curva di risposta secondaria si avvicina a questo comportamento ideale più che la curva di risposta di un circuito risonante isolato. Per questo motivo il complesso dei due circuiti accoppiati, con accoppiamento uguale o leggermente superiore al critico, viene spesso usato per la selezione delle oscillazioni modulate ed in tale funzione viene normalmente chiamato *filtro di banda ad accoppiamento induttivo* o, più spesso, semplicemente, *filtro di banda*.

Come nel caso dei circuiti risonanti isolati, si chiama *banda passante* B del filtro di banda lo scarto fra le frequenze in corrispondenza alle quali la risposta (corrente o tensione secondaria) è uguale a quella massima divisa per $\sqrt{2}$. La banda passante B , all'accoppiamento critico o in condizioni molto vicine, ha la semplice espressione:

$$(1) \quad B = \sqrt{2} k_c f_0 = \sqrt{2} \frac{f_0}{\sqrt{Q_1 Q_2}} ;$$

nel caso del circuito *b*) della figura 25, usualmente impiegato come filtro di banda, essendo $Q_1 = R_{p1} \omega_0 C_1$, $Q_2 = R_{p2} \omega_0 C_2$ (n. 6, fig. 15), si ha:

$$(2) \quad B = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \sqrt{R_{p1} C_1 R_{p2} C_2}} = \frac{0,22}{\sqrt{R_{p1} R_{p2}} \sqrt{C_1 C_2}} ,$$

mentre è:

$$(3) \quad V_{2M} = \frac{I_c}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}} .$$

Nella figura 27 è eseguito il confronto, a parità di banda passante, fra la curva di risonanza di un normale circuito risonante parallelo e la curva della tensione secondaria (curva di risposta) di un filtro di banda usato nei radiorecettori ad onde medie secondo lo schema della figura 25 b): le ordinate delle curve esprimono il rapporto fra l'ampiezza V_s della tensione d'uscita ad una frequenza f e quella alla frequenza f_0 , V_{sM} , espressa dalla (3). Il confronto rivela il vantaggio del filtro di banda di fronte ad un normale circuito risonante nei riguardi dell'uniformità di risposta entro la banda B e della maggiore rapidità con cui la tensione d'uscita si riduce, fuori della banda stessa.

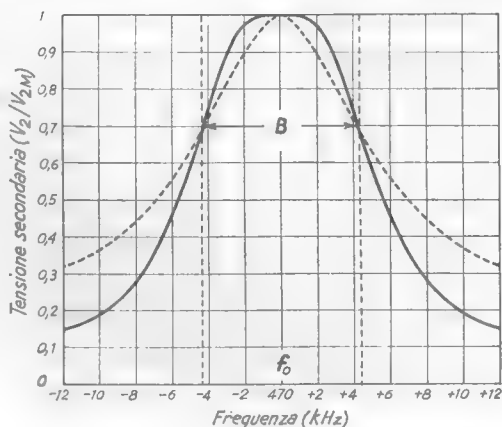


Fig. 27 — Confronto, a parità di B , fra la curva di risposta di un filtro di banda del tipo di figura 25 b) e la curva di risonanza (tratteggiata) di un circuito risonante parallelo.

A titolo di esempio consideriamo un filtro di banda operante sulla frequenza $f_0 = 470$ kHz ($\omega_0 \cong 3 \cdot 10^6$) alimentato secondo lo schema della figura 25 b), coi seguenti dati: $I_c = 0,2$ mA, $L_1 = L_2 = 0,5$ mH, $Q_1 = Q_2 = 100$, da cui consegue $R_{p1} = R_{p2} = \omega_0 L_1 Q_1 \cong 15 \cdot 10^4 \Omega$. Si vuol determinare il coefficiente di accoppiamento critico e, in tali condizioni di accoppiamento, la banda passante e l'ampiezza della tensione secondaria.

Si ha:

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{1}{100} = 10^{-2};$$

perchè si abbia l'accoppiamento critico deve pertanto essere $M = k_c \sqrt{L_1 L_2} = 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 5 \cdot 10^{-6}$ H. In tali condizioni, per la formula (1), risulta $B = \sqrt{2} k_c f_0 = 1,41 \cdot 10^{-2} \cdot 470 \cdot 10^3 = 6600$ Hz; dalla formula (3) si ha poi

$$V_{sM} = \frac{I_c}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}} \cong \frac{2 \cdot 10^{-4}}{2} \cdot 15 \cdot 10^4 \cong 15 \text{ V.}$$

CAPITOLO III

AMPLIFICAZIONE DI OSCILLAZIONI MODULATE AMPLIFICATORI A PENTODI

1. — Generalità sull'amplificazione di oscillazioni modulate.

Come si è accennato nel Cap. I (n. 5 e seg.), un'importante categoria di segnali, connessa essenzialmente alla trasmissione a distanza delle informazioni, è costituita da oscillazioni di tensione o di corrente con frequenze f_0 che possono variare fra qualche decina di chilohertz (campo delle onde lunghe) e qualche decina di migliaia di megahertz (campo delle microonde); tali *oscillazioni di alta frequenza* (dette comunemente *oscillazioni a radiofrequenza*) sono *modulate*, in ampiezza in frequenza, o con altri metodi, dal segnale a cui è affidata l'informazione.

In assenza di modulazione le oscillazioni sarebbero sinusoidali; la modulazione ne modifica l'andamento, ma esse possono ancora essere scomposte in oscillazioni sinusoidali semplici. Come si è accennato nei nn. 7-8 del Cap. I, tali oscillazioni sinusoidali componenti hanno frequenze sempre comprese entro un limitato intorno Δf della frequenza f_0 (*canale di frequenza*), cioè hanno una composizione spettrale tutta raccolta attorno ad f_0 . La larghezza Δf della banda di frequenza interessata dipende dal sistema di modulazione e dal tipo dell'informazione associata: nei normali sistemi di radiodiffusione Δf è dell'ordine di 10 kHz per la modulazione di ampiezza e di 200 kHz per la modulazione di frequenza; Δf è poi dell'ordine di 7 ÷ 8 MHz nella televisione e può giungere a varie decine di MHz nelle oscillazioni presenti nei radar ed in particolari sistemi di comunicazioni ad impulsi.

Gli amplificatori destinati ad amplificare le sopradette oscillazioni modulate, dovrebbero avere curve di risposta del tipo indicato nella figura 1: in tal modo l'amplificazione sarebbe nulla per qualsiasi frequenza fuori di Δf ed avrebbe valore costantemente uguale ad A_0 entro Δf . Il vantaggio di una risposta di tale tipo è che tutte le componenti dell'oscillazione modulata sono amplificate egualmente, mentre si evita il pericolo di amplificare segnali non desiderati (Cap. I, n. 9, fig. 14) con frequenze esterne a Δf . Naturalmente non è possibile ottenere curve di risposta

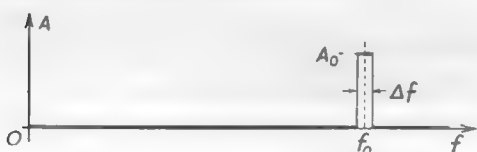


Fig. 1 — Curva di risposta ideale di un amplificatore per oscillazioni modulate.

rettangolari come quella della figura 1, ma si riesce ad approssimarsi ad esse con l'uso appropriato di circuiti risonanti variamente collegati.

Gli amplificatori normalmente usati sono del tipo generale visto nel Vol. I, Cap. X,

n. 1, con l'impedenza di carico costituita da un circuito risonante parallelo accordato nella frequenza f_0 . Il collegamento fra gli stadi successivi si effettua a capacità e resistenza oppure per mutua induzione: esamineremo i due tipi di amplificatori che ne risultano nei due paragrafi seguenti.

2. — Amplificatore a circuito anodico accordato, con accoppiamento a capacità.

Lo schema di principio del più semplice amplificatore per oscillazioni modulate è indicato nella figura 2: al posto del pentodo può anche essere usato un triodo od un transistor, ma occorrono speciali accorgimenti di cui sarà detto nel Cap. IV.

L'amplificatore della figura 2 è del tipo generale studiato nel Vol. I, Cap. X, n. 1, con l'impedenza di carico costituita dal circuito risonante LRC , accordato sulla frequenza f_0 dell'oscillazione da amplificare ⁽¹⁾: la resistenza R ha, come vedremo, lo scopo di assegnare un prescritto valore alla banda passante del circuito e può anche non essere presente (R infinitamente grande). Nello schema dell'amplificatore sono messe in

⁽¹⁾ - Una precisazione in proposito verrà fatta fra breve in relazione alla presenza delle capacità parassite.

evidenza la capacità d'uscita C_u del tubo 1 e la capacità d'ingresso C_i del tubo 2, a cui sono state aggiunte la capacità C_d' e C_d'' che i fili di collegamento presentano verso massa (Vol. I, Cap. XI, n. 2, fig. 4); non è invece indicata la resistenza equivalente parallelo dell'induttore che, se Q_L è il coefficiente di bontà, alla frequenza f_0 avrà il valore $R_{Lp_0} = \omega_0 L Q_L$ (Cap. II, n. 6).

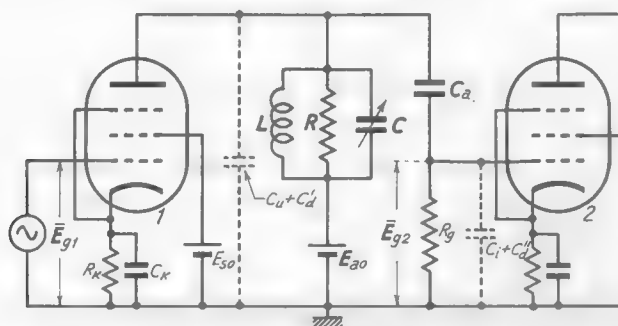


Fig. 2 — Schema di principio di un amplificatore a circuito anodico accordato.

Poichè le oscillazioni da amplificare sono sempre molto piccole, lo studio dell'amplificatore può essere compiuto col metodo del circuito differenziale: tenendo conto della resistenza R_{Lp_0} e delle capacità parassite, il suo schema risulta quello indicato nella figura 3 a). È sempre

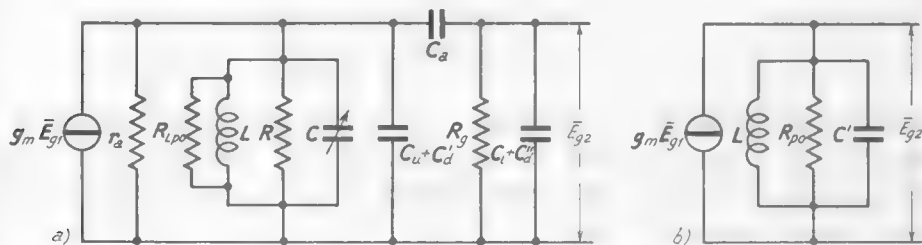


Fig. 3 — Circuito differenziale dell'amplificatore di figura 2.

facile scegliere la capacità di accoppiamento C_a di valore tale da potersi considerare un cortocircuito in corrispondenza a tutte le frequenze nell'intorno di f_0 interessanti la banda Δf : allora la resistenza R_o risulta riportata in parallelo al circuito risonante, al pari di R e della resistenza anodica differenziale del tubo r_a . Anche le capacità parassite $C_u + C_d'$ e $C_i + C_d''$ risultano in parallelo alla capacità C del circuito risonante; la

capacità complessiva viene, in tal modo, ad assumere il valore $C' = C + C_u + C_i + C_d' + C_d''$. Lo schema definitivo del circuito differenziale risulta pertanto quello della figura 2 b), dove R_{po} indica il parallelo delle resistenze r_a , R_{Lpo} , R ed R_g :

$$(1) \quad R_{po} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{Lpo}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_g}}.$$

Poichè si tratta di un circuito risonante parallelo alimentato da un generatore ideale di corrente, l'ampiezza E_{o2} del segnale d'uscita \bar{E}_{o2} (segnale d'ingresso dello stadio seguente) è legata all'ampiezza $g_m E_{o1}$ della corrente, agli elementi del circuito ed alla pulsazione ω , dalla relazione (Cap. II, n. 2, form. 8):

$$(2) \quad E_{o2} = \frac{g_m E_{o1}}{\sqrt{\frac{1}{R_{po}^2} + \left(\omega C' - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} = \frac{g_m R_{po} E_{o1}}{\sqrt{1 + R_{po}^2 \left(\omega C' - \frac{1}{\omega L}\right)^2}},$$

e varia, in funzione della frequenza del segnale d'ingresso, secondo la legge rappresentata dalla curva di risonanza del circuito (Cap. II, figg. 8, 15). Il rapporto di amplificazione A , che è il rapporto fra E_{o2} ed E_{o1} , ha pertanto l'espressione:

$$(3) \quad A = \frac{E_{o2}}{E_{o1}} = \frac{g_m R_{po}}{\sqrt{1 + R_{po}^2 \left(\omega C' - \frac{1}{\omega L}\right)^2}},$$

ed è massimo in corrispondenza alla frequenza di risonanza $f_o = 1/(2\pi\sqrt{LC'})$, per la quale si ha $\omega C' = 1/\omega L$ ed il circuito risonante della figura 3 b) si riduce alla pura resistenza R_{po} ; il suo valore risulta:

$$(4) \quad A_o = g_m R_{po} = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{Lpo}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_g}}.$$

Osservando nella (3) che il numeratore della frazione coincide con A_o , l'espressione generale del rapporto di amplificazione, ad una qualsiasi frequenza, risulta:

$$(5) \quad A = \frac{E_{o2}}{E_{o1}} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + R_{po}^2 \left(\omega C' - \frac{1}{\omega L}\right)^2}};$$

il suo modo di variare in funzione della frequenza è identico a quello della tensione d'uscita del circuito risonante (Cap. II, n. 2, form. 10), per cui la curva di risposta dell'amplificatore risulta del tipo indicato nella figura 4.

L'amplificatore è, quindi, selettivo ed amplifica solamente le oscillazioni di frequenza contenuta in un limitato intorno della frequenza f_0 . La *banda passante* dell'amplificatore, intesa come differenza fra le frequenze (superiore ed inferiore ad f_0) in corrispondenza alle quali l'amplificazione è pari ad

$A_0/\sqrt{2}$, coincide con la banda passante del circuito risonante della figura 3 b) (Cap. II, n. 6, fig. 15) ed ha perciò il valore:

$$(6) \quad B = \frac{1}{2\pi C' R_{p0}} \cong \frac{0,16}{C' R_{p0}}.$$

Certo, la curva di risposta indicata nella figura 4 è ben diversa da quella ideale della figura 1 e perciò la risoluzione di ciascun problema di amplificazione implica sempre un compromesso. Quando occorre amplificazione sufficientemente costante entro Δf si opera in modo che la banda passante B dell'amplificatore sia assai più grande di Δf ; quando

invece interessa soprattutto che non vengano amplificate oscillazioni di frequenza esterna a Δf , si opera con B minore di Δf . Le due situazioni, fra loro antitetiche, sono indicate nella figura 5: naturalmente nel primo caso la *selettività* dell'amplificatore risulta scarsa, mentre

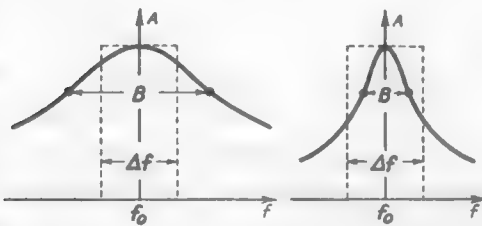


Fig. 5 — Confronto fra curve di risposta reali ed ideali.

nel secondo è la *fedeltà* che difetta, in quanto le componenti dell'oscillazione modulata sono diversamente amplificate. In pratica la situazione è più favorevole, perchè le successive amplificazioni dei vari stadi in cascata migliorano la curva di risposta complessiva dell'amplificatore.

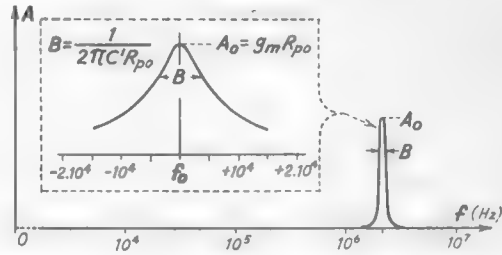


Fig. 4 — Curva di risposta dell'amplificatore di figura 2 (in un caso particolare).

Ciò deriva dal fatto che l'amplificazione totale di un amplificatore a più stadi (fig. 6) è il prodotto delle amplificazioni dei singoli stadi ⁽²⁾; pertanto la curva di risposta dell'intero amplificatore si otterrà facendo il prodotto, frequenza per frequenza, delle amplificazioni dei singoli stadi. Nella figura 6 è indicata la curva di risposta, ottenuta in tal modo, di uno, due o tre stadi di amplificazione in cascata, uguali fra loro: A_M vale $A_o = g_m R_{p0}$ per un singolo stadio (form. 4), A_o^2 ed A_o^3 per due e

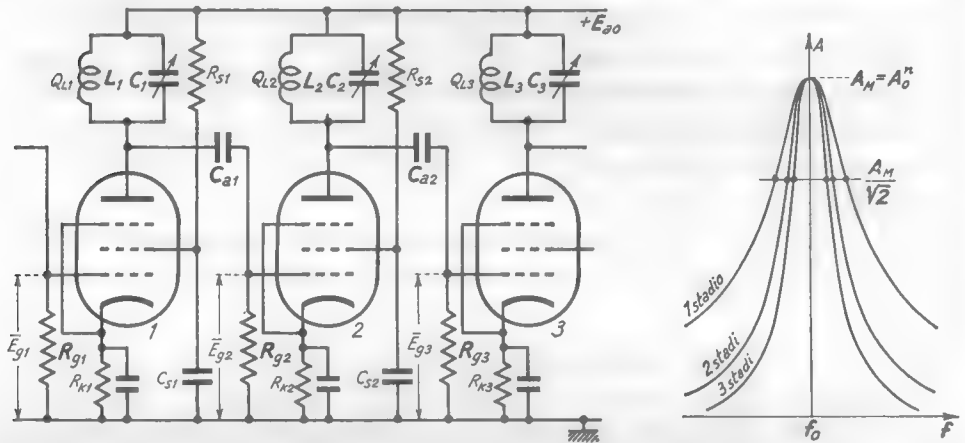


Fig. 6 — Amplificatore con più stadi in cascata. Effetto delle amplificazioni successive sulla curva di risposta.

tre stadi di amplificazione in cascata. Dalla figura appare con evidenza il miglioramento della forma della curva di risposta, la quale tende a divenire più ripida ai lati e più appiattita alla sommità, avvicinandosi alla curva ideale della figura 1. Le curve mettono però anche in rilievo che *la banda passante complessiva* (scarto fra le frequenze per le quali l'amplificazione complessiva è $A = A_M / \sqrt{2}$) *si restringe progressivamente all'aumentare del numero degli stadi di amplificazione*: nella Tav. 1 è indicata la misura con cui si verifica il restringimento rispetto alla banda $B = 0,16 / C' R_{p0}$ di un singolo stadio di amplificazione (form. 6) nell'ipotesi che gli stadi siano tutti uguali fra loro. Se, ad esempio, l'amplificatore

⁽²⁾ - Se E_{e1} è l'ampiezza del segnale d'ingresso dello stadio 1 ed A_1 è l'amplificazione di questo, il segnale d'ingresso allo stadio 2 avrà l'ampiezza $E_{e2} = A_1 E_{e1}$; analogamente il segnale d'ingresso allo stadio 3 avrà l'ampiezza $E_{e3} = A_2 E_{e2} = A_1 A_2 E_{e1}$. Il rapporto di amplificazione complessivo degli stadi 1 e 2 sarà $E_{e1} / E_{e2} = A_1 A_2$.

ha tre stadi e ciascuno ha la banda passante B , la banda passante complessiva è $B_{tot}=0,51 B$; per cui se si vuole, ad esempio, che B_{tot} abbia il valore 10 kHz, dovrà essere $B=B_{tot}/0,51=1,95 B_{tot}=19,5$ kHz.

TAV. 1 — Banda passante complessiva di un amplificatore a più stadi.

Numero stadi	1	2	3	4	5	6	8	10
Banda complessiva	$B=0,16/(C'R_{po})$	$0,64 B$	$0,51 B$	$0,44 B$	$0,39 B$	$0,35 B$	$0,30 B$	$0,27 B$

Supponiamo — per applicazione di quanto visto sopra — di dover realizzare un siffatto amplificatore, che risponda allo schema della figura 6 ed abbia un'amplificazione totale di un milione sulla frequenza $f_o=450$ kHz ($\omega_o=2,7 \cdot 10^6$): convenendo di usare tre stadi uguali, l'amplificazione e la banda passante di ciascuno stadio dovranno essere $A_o=100$, $B=19,5 \cdot 10^3$ Hz. Supporremo che i tubi impiegati, nelle condizioni di riposo prescelte, abbiano $g_m=2$ mA/V, $r_a=0,8$ M Ω ⁽³⁾.

Se si vuole che sia $A_o=100$, dovrà, nella formula (4), essere $g_m R_{po}=100$ e da ciò si deduce che R_{po} deve avere il valore $R_{po}=A_o/G_m=100/2 \cdot 10^{-3} = 50 \cdot 10^3 \Omega$. Introducendo questo valore nella formula (6), con $B=19,5 \cdot 10^3$ Hz, si ottiene:

$$C' = \frac{0,16}{B R_{po}} = \frac{0,16}{19,5 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 176 \cdot 10^{-12} \text{ F} .$$

Poichè questa capacità deve risuonare sulla frequenza $f_o=450$ kHz ($\omega_o=2,7 \cdot 10^6$) con l'induttanza, il valore di questa dovrà essere:

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C'} = \frac{1}{2,7^2 \cdot 10^{12} \cdot 176 \cdot 10^{-12}} = 0,7 \cdot 10^{-3} \text{ H} .$$

Nei circuiti risonanti della figura 6 dovrà perciò essere $L_1=L_2=L_3=0,7$ mH; poichè, poi, C' è il parallelo della capacità dei condensatori e delle capa-

⁽³⁾ - I tubi impiegati siano pentodi 6SK7 nelle seguenti condizioni di riposo (Vol. I, Cap. VI, n. 4, tav. 3): $V_{ao}=250$ V, $V_{so}=100$ V, $V_{go}=-3$ V; ad esse corrisponde $I_{ao}=9,2$ mA, $I_{so}=2,6$ mA e quindi $I_{ko}=I_{ao}+I_{so}=11,8$ mA. Per portare i tubi ad operare nelle suddette condizioni, nel circuito della figura 6 dovrà essere $R_{s1}=R_{s2}=R_{s3}=150/2,6 \cdot 10^{-3} \cong 58 \cdot 10^3$, $R_{k1}=R_{k2}=R_{k3}=3/11,8 \cdot 10^{-3}=250 \Omega$; le capacità C_{s1} , C_{s2} , C_{s3} e C_{k1} , C_{k2} , C_{k3} dovranno essere scelte in modo da avere reattanza molto piccola di fronte alle rispettive resistenze.

cità parassite il valore di $C_1=C_2=C_3$ dovrà essere commensurato a queste ultime ⁽⁴⁾.

La resistenza R_{p_0} di cui abbiamo determinato il valore ($R_{p_0}=50\text{ k}\Omega$) è il parallelo di $r_a=0,8\text{ M}\Omega$, della resistenza propria dell'induttore $R_{L_{p_0}}=\omega_0 L Q_L$, di R ed R_0 ; fissato il valore di Q_L e di R_0 è sulla resistenza R che si può influire per ottenere il necessario valore di R_{p_0} ⁽⁵⁾.

3. — Amplificatore con filtro di banda ad accoppiamento induttivo.

Un amplificatore che ha una curva di risposta più aderente al modello ideale (fig. 1) che non quello ora studiato, è quello indicato nella figura 7:

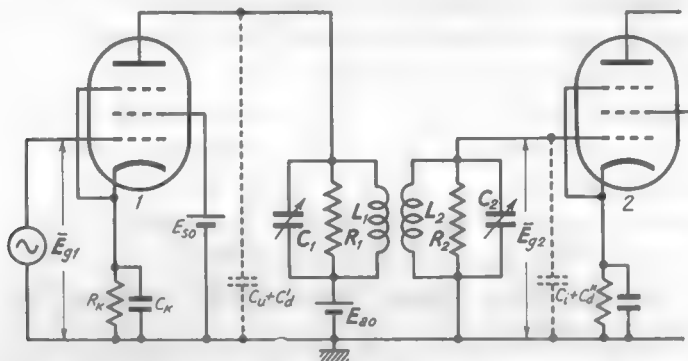


Fig. 7 — Amplificatore con accoppiamento a filtro di banda.

il complesso dei due circuiti risonanti, accordati sulla medesima frequenza f_0 e con accoppiamento vicino al critico, costituisce un *filtro di banda*, le cui vantaggiose proprietà selettive nei confronti di quelle dei normali circuiti risonanti sono state messe in evidenza nel n. 13 del Cap. II. Le resistenze R_1 ed R_2 hanno lo scopo di assegnare valori preor-

⁽⁴⁾ - Se, come si è ammesso nella nota precedente i tubi sono pentodi 6SK7 si ha $C_u=7\text{ pF}$, $C_1=6\text{ pF}$: supponendo che sia $C_u'+C_d''=7\text{ pF}$, la totale capacità parassita risulta 20 pF . Le capacità C_1 , C_2 , C_3 dovranno allora essere dell'ordine di 156 pF : di solito esse sono ottenute con condensatori fissi aventi in parallelo un condensatore variabile, regolando il quale si ottiene il giusto valore della capacità.

⁽⁵⁾ - Se, ad esempio, le resistenze R_{r1} , R_{r2} , R_{r3} hanno il valore $1\text{ M}\Omega$ ed è $Q_L=150$ (a cui corrisponde $R_{L_{p_0}}=\omega_0 L Q_L=3 \cdot 10^5\ \Omega$) può vedersi che deve essere $R \cong 74\text{ k}\Omega$ per ottenere $R_{p_0}=50\text{ k}\Omega$. Si potrebbe anche eliminare la resistenza R (ossia considerare R infinitamente grande) e dare ad R_{r2} , R_{r3} , R_{r4} un valore di circa $65\text{ k}\Omega$.

dinati ai coefficienti di risonanza dei due circuiti risonanti.

Poichè le oscillazioni da amplificare hanno sempre ampiezza molto piccola, lo studio dell'amplificatore può essere compiuto col metodo del circuito differenziale: tenendo conto delle capacità parassite e delle resistenze parallelo degli induttori $R_{L_{p1}}$, $R_{L_{p2}}$ ⁽⁶⁾, il suo schema risulta quello indicato nella figura 8 a). Conglobiamo la capacità $C_u + C_d'$ con C_1 e la capacità $C_i + C_d''$ con C_2 , denominando C_1' e C_2' le capacità risultanti; riu-

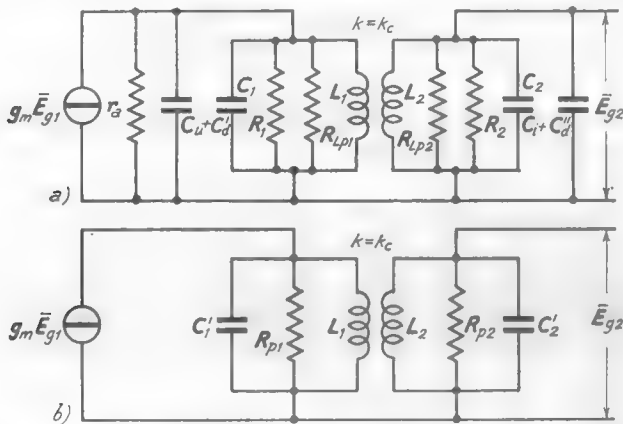


Fig. 8 — Circuito differenziale dell'amplificatore a filtro di banda.

niamo inoltre le resistenze r_a , $R_{L_{p1}}$ ed R_1 in un'unica resistenza R_{p1} ed analogamente riuniamo le resistenze R_2 ed $R_{L_{p2}}$ nell'unica resistenza R_{p2} :

$$(1) \quad R_{p1} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{L_{p1}}} + \frac{1}{R_1}} \quad , \quad R_{p2} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{L_{p2}}}} .$$

Si ottiene in tal modo il circuito *b)* della figura 8 che coincide con quello della figura 25 *b)* del Cap. II (n. 12) e può essere studiato con lo stesso metodo.

Detti Q_1 e Q_2 i coefficienti di risonanza dei due circuiti risonanti (Cap. II, n. 6, fig. 15):

$$(2) \quad Q_1 = \frac{R_{p1}}{\omega_0 L_1} = \omega_0 C_1' R_{p1} \quad , \quad Q_2 = \frac{R_{p2}}{\omega_0 L_2} = \omega_0 C_2' R_{p2} \quad ,$$

⁽⁶⁾ - Esse sono legate ai coefficienti di bontà dei due induttori dalle relazioni $R_{L_{p1}} = \omega_0 L_1 Q_{L1}$, $R_{L_{p2}} = \omega_0 L_2 Q_{L2}$.

si ha l'*accoppiamento critico* (come ricordiamo dal Cap. II, n. 12) quando il coefficiente di accoppiamento k ha il valore:

$$(3) \quad k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (1).$$

In tali condizioni la tensione secondaria \bar{E}_{o2} ha, alla frequenza di risonanza f_o , ampiezza massima, di valore (Cap. II, n. 13, form. 3):

$$(4) \quad E_{o2} = \frac{g_m E_{o1}}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}} ;$$

il *rapporto di amplificazione* A , che è il rapporto fra E_{o2} ed E_{o1} , ha perciò, alla frequenza di risonanza, il valore:

$$(5) \quad A_o = \frac{E_{o2}}{E_{o1}} = \frac{g_m}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}} .$$

Per le altre frequenze l'amplificazione A è sempre nulla all'infuori che nell'intorno di f_o (fig. 9); l'andamento di A in funzione di f è quello

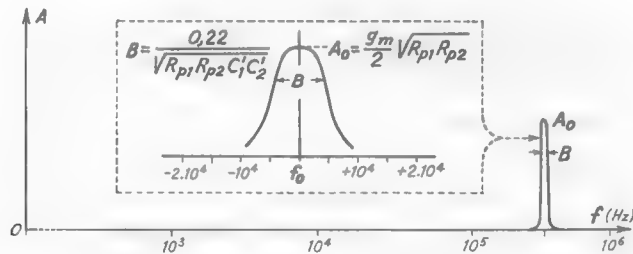


Fig. 9 — Curva di risposta dell'amplificatore a filtro di banda (in un caso particolare).

medesimo della curva di risposta del filtro di banda (Cap. II, n. 13, fig. 27). Identica è anche l'espressione della *banda passante*:

$$(6) \quad B = \frac{\sqrt{2} f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{0,22}{\sqrt{R_{p1} R_{p2}} \sqrt{C_1' C_2'}} .$$

Per accoppiamenti leggermente diversi da quello critico le curve di

(1) - Poichè è $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$, affinché l'accoppiamento abbia il valore critico il coefficiente di mutua induzione dovrà avere il valore $M = k_c \sqrt{L_1 L_2} = \sqrt{L_1 L_2} / Q_1 Q_2$.

risposta sono del tipo indicato nella figura 10: la curva 1) si riferisce ad un accoppiamento appena minore di quello critico (a cui corrisponde la curva 2), mentre la curva 3) è relativa ad un accoppiamento appena più stretta di quello critico.

Se si hanno vari stadi di amplificazione a filtro di banda in cascata, la curva di risposta complessiva ha forma migliore di quella di un singolo stadio: l'avvicinamento alle condizioni ideali (fig. 1) all'aumentare del numero degli stadi è assai più sensibile che nel caso degli amplificatori studiati nel paragrafo precedente (fig. 6). Corrispondentemente la banda passante diminuisce assai meno, all'aumentare del numero degli stadi, che nel caso degli amplificatori su ricordati: nella Tav. 2 è indicata la misura in cui si verifica la diminuzione della banda, al crescere del numero di stadi (supposti tutti uguali fra loro), rispetto al valore B espresso dalla formula (6). Se, ad esempio, l'amplificatore ha tre stadi e ciascuno ha la banda passante B , la banda complessiva è $B_{tot} = 0,71 B$;

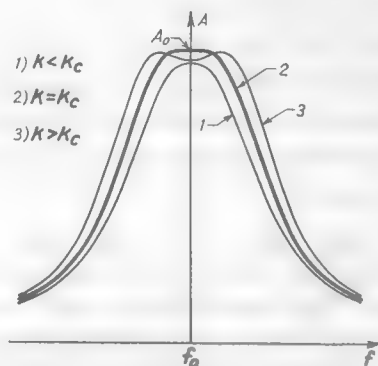


Fig. 10 — Curve di risposta con accoppiamento prossimo al critico.

indicata la misura in cui si verifica la diminuzione della banda, al crescere del numero di stadi (supposti tutti uguali fra loro), rispetto al valore B espresso dalla formula (6). Se, ad esempio, l'amplificatore ha tre stadi e ciascuno ha la banda passante B , la banda complessiva è $B_{tot} = 0,71 B$;

TAV. 2 — Banda passante complessiva di un amplificatore a filtro di banda a più stadi.

Numero stadi	1	2	3	4	5	6	8	10
Banda complessiva	B (form. 6)	$0,8 B$	$0,71 B$	$0,66 B$	$0,62 B$	$0,59 B$	$0,55 B$	$0,52 B$

per cui se si vuole, ad esempio, che B_{tot} abbia il valore 10 kHz , dovrà essere $B = B_{tot}/0,71 \cong 1,4 B_{tot} = 14 \text{ kHz}$; in pari condizioni, con amplificatori a circuito anodico accordato (n. 2) la banda di un singolo amplificatore dovrebbe essere $B = B_{tot}/0,51 = 19,5 \text{ kHz}$.

Gli amplificatori a filtro di banda hanno il grande pregio, rispetto agli amplificatori a circuito risonante singolo, di dar luogo ad una curva di risposta che, approssimando assai bene l'andamento ideale della figura 1, assicura un discreto compromesso fra la necessaria selettività e fedeltà. Essi presentano, però, la complicazione di richiedere l'accordo

di due circuiti risonanti per ogni stadio e la regolazione della mutua induzione al fine di raggiungere l'accoppiamento: ciò rende generalmente poco pratico il loro uso quando la frequenza f_0 deve essere frequentemente cambiata. Essi trovano largo impiego nei radioricevitori, nei cosiddetti *amplificatori a frequenza intermedia* (o *a media frequenza*): questi, come vedremo (Cap. X), operano a frequenza f_0 fissa e perciò consentono che l'accordo dei circuiti e la regolazione dell'accoppiamento siano compiuti una volta tanto. I relativi filtri di banda, attuati in forma pratica e compatta, sono messi in commercio col nome di *trasformatori di media frequenza*.

Per applicazione di quanto visto sopra, supponiamo di dover realizzare un amplificatore a tre stadi a filtro di banda, uguali fra loro, che risponda ai medesimi requisiti dell'amplificatore calcolato alla fine del n. 2 ($f_0 = 450$ kHz, $B_{tot} = 10$ kHz, $A_{tot} = 10^6$) e sia attuato coi medesimi tubi in identiche condizioni di riposo ($r_a = 0,8$ M Ω , $g_m = 2$ mA/V). L'amplificazione e la banda passante di ciascuno stadio dovranno allora essere $A_0 = 100$, $B = 14 \cdot 10^3$ Hz.

Affinchè sia $A_0 = 100$ dovrà, nella formula (5) essere $100 = g_m \sqrt{R_{p1} R_{p2}} / 2$ da cui si deduce $\sqrt{R_{p1} R_{p2}} = 200 / g_m = 200 / 2 \cdot 10^{-3} = 10^5 \Omega$. Introducendo questo valore nella (6), con $B = 14 \cdot 10^3$ Hz, si ottiene:

$$\sqrt{C_1' C_2'} = \frac{0,22}{B \sqrt{R_{p1} R_{p2}}} = \frac{0,22}{14 \cdot 10^3 \cdot 10^5} \cong 157 \cdot 10^{-9} \text{ F} .$$

Conveniamo di fare uguali i due circuiti risonanti; dovrà, allora, essere:

$$R_{p1} = R_{p2} = 10^5 \Omega \quad , \quad C_1' = C_2' = 157 \text{ pF} .$$

Le corrispondenti induttanze, L_1 , L_2 , avranno i valori:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_1'} \cong 8 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad , \quad L_2 = L_1 .$$

Le capacità $C_1' = C_2' = 157$ pF si otterranno con condensatori fissi aventi in parallelo piccoli condensatori variabili (*compensatori*) che permettano di effettuare l'accordo tenendo conto delle capacità parassite C_u , C_i , C_d' , C_d'' ed anche delle capacità parassite degli induttori.

Le resistenze $R_{p1} = R_{p2} = 10^5$ si otterranno dimensionando opportunamente i valori di R_1 ed R_2 . Si ha infatti:

$$R_{p1} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{Lp1}} + \frac{1}{R_1}} \quad , \quad R_{p2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{Lp2}} + \frac{1}{R_2}} ,$$

da cui si ricava:

$$R_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_{p1}} - \frac{1}{r_a} - \frac{1}{R_{Lp1}}} \quad , \quad R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_{p2}} - \frac{1}{R_{Lp2}}} .$$

Facendo l'ipotesi che il coefficiente di bontà degli induttori sia $Q_{L1}=Q_{L2}=100$ si ha $R_{Lp1}=\omega_0 L Q_{L1}=2,16 \cdot 10^5 \Omega$, $R_{Lp2}=R_{Lp1}=2,16 \cdot 10^5 \Omega$; sostituendo questi valori nelle precedenti insieme a $r_a=0,8 \cdot 10^6 \Omega$, $R_{p1}=R_{p2}=10^5$ si ottiene agevolmente $R_1 \cong 2,4 \cdot 10^5 \Omega$, $R_2 \cong 1,85 \cdot 10^5 \Omega$.

4. — Amplificatori selettivi a banda larga.

In vari sistemi elettronici (televisione, radar, ...) sono presenti oscillazioni modulate che comportano un *canale di frequenza* di larghezza Δf *assai rilevante*, dell'ordine del $10 \div 20\%$ della frequenza f_0 dell'oscillazione non modulata. Per amplificare tali oscillazioni si richiedono ancora amplificatori selettivi, come quelli studiati nei paragrafi precedenti, ma con banda passante assai ampia: essi si dicono *amplificatori selettivi a banda larga* o, più comunemente, *amplificatori a banda larga*. Un amplificatore accordato sulla frequenza $f_0=35$ MHz, con banda passante $B=7$ MHz è *a banda larga* (B è il 20% di f_0), mentre è *a banda stretta*, ad esempio, un amplificatore accordato su $f_0=10$ MHz con banda passante $B=200$ kHz (2% di f_0).

La banda passante degli amplificatori studiati nei paragrafi precedenti può, teoricamente, essere resa grande quanto si vuole pur di rendere sufficientemente piccole le resistenze poste in parallelo ai circuiti risonanti. Consideriamo, ad esempio, l'amplificatore a circuito anodico accordato (n. 2, fig. 2) e riscriviamo le formule (4) e (6) che forniscono le espressioni del rapporto di amplificazione alla frequenza f_0 e della banda passante:

$$(1) \quad A_0 = g_m R_{p0} = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{Lp0}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_0}},$$

$$(2) \quad B = \frac{1}{2\pi C' R_{p0}} \cong \frac{0,16}{C' R_{p0}}.$$

La formula (2) mostra che, fissato C' , la banda passante è tanto più grande quanto più piccolo è il valore di R_{p0} e quindi, a parità di altre condizioni, di R ed R_0 : ma la formula (1) mostra che al decrescere di R_{p0} diminuisce l'amplificazione, per cui sussiste la proprietà che l'allargamento di banda è contrastante con l'amplificazione ottenibile. Anzi, *l'amplificazione e la banda passante sono fra loro inversamente proporzionali*, come può vedersi moltiplicando membro a membro le formule (1) e (2);

eseguendo la moltiplicazione si ottiene, infatti, la relazione:

$$(3) \quad A_o B = \frac{g_m}{2\pi C'} = 0,16 \frac{g_m}{C'}$$

la quale ci mostra che il prodotto $A_o B$ è una costante per un determinato tubo (g_m) e per un determinato valore di C' .

Il prodotto $A_o B$ risulta tanto più grande (e quindi risulta tanto più grande A_o a parità di B , o B a parità di A_o) quanto maggiore è la

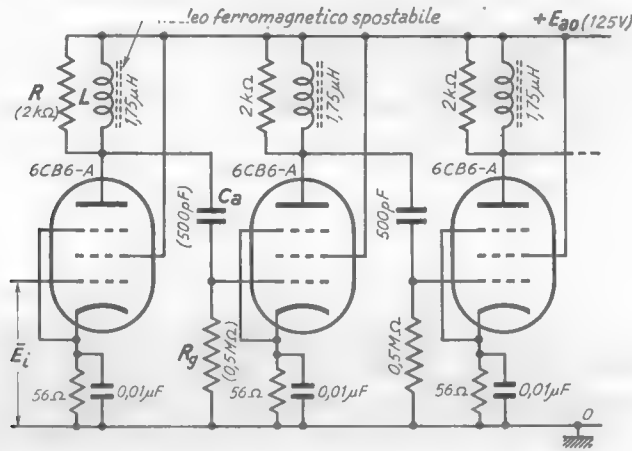


Fig. 11 — Esempio di amplificatore a larga banda: gli induttori risonano con le capacità parassite alla frequenza $f_o = 30$ MHz.

conduttanza mutua del tubo e quanto più piccola è C' . Ora C' è il parallelo della capacità C del condensatore (fig. 2), delle capacità d'uscita e d'entrata dei tubi, della capacità verso massa dei collegamenti (fig. 2) ed inoltre della capacità distribuita dell'induttore. Ne deriva che il più piccolo valore che C' può assumere è quello che proviene dal parallelo delle capacità d'uscita e d'entrata, delle capacità dei collegamenti e della capacità distribuita dell'induttore, *pur di eliminare completamente il condensatore d'accordo*. Per questo motivo negli amplificatori a larga banda *i circuiti risonanti sono ottenuti coi soli induttori*, portati in risonanza con le sopradette capacità parassite, valendosi di un nucleo ferromagnetico (Cap. II, n. 1) spostabile onde variare il valore di L ; nella figura 11 è mostrato un esempio di amplificatore attuato coi criteri esposti.

In esso mancano i condensatori di accordo e sono ben visibili le resistenze R , di piccolo valore, poste in parallelo agli induttori; esse sono spesso chiamate *resistenze di smorzamento* ed hanno il compito di assegnare alla banda passante il valore prescritto.

Negli amplificatori così attuati, con l'eliminazione del condensatore d'accordo e con una costruzione tecnica accurata che mantenga molto basso il valore della capacità propria degli induttori e dei collegamenti, il valore di C' viene a dipendere principalmente dalla capacità d'uscita e d'entrata dei tubi usati: occorrerà quindi operare con pentodi che abbiano valori molto piccoli delle capacità fra placca e catodo (C_u) e fra griglia e catodo (C_i). Fra vari tubi aventi uguali valori di tali capacità, saranno poi da preferirsi quelli che hanno più grande il valore di g_m ; anzi un tubo risulterà tanto più adatto a fornire larga banda e buona amplificazione quanto più grande è la sua conduttanza mutua g_m e quanto più piccole sono le sue capacità parassite C_u e C_i ⁽⁸⁾. A questo proposito si sceglie quale elemento di bontà di un tubo il rapporto:

$$(4) \quad \alpha = \frac{g_m}{C_u + C_i},$$

che è denominato *coefficiente di merito* del tubo.

La tecnica costruttiva dei tubi elettronici si è sforzata di produrre tubi nei quali, per l'alto valore di g_m ed il piccolo valore di C_u e C_i , si abbiano elevati *coefficienti di merito*. Un gruppo di tubi particolarmente adatti agli amplificatori a larga banda di cui ci stiamo occupando è indicato nella Tav. 3 coi rispettivi valori del coefficiente di merito e dei parametri differenziali in determinate condizioni di funzionamento.

Per comprendere il valore delle considerazioni precedenti consideriamo un amplificatore, del tipo di figura 11, attuato col pentodo 6CB6-A, a cui corrisponde $g_m = 8 \text{ mA/V}$, $C_u = 3 \text{ pF}$, $C_i = 6,5 \text{ pF}$ ($\alpha = 8,4 \cdot 10^6$) e ammettiamo che la capacità dei collegamenti verso massa e la capacità propria della bobina abbiano insieme un valore dell'ordine di $6 \div 7 \text{ pF}$: la capacità complessiva C_i risulta pertanto dell'ordine di $15,5\text{-}16,5 \text{ pF}$. Assumendo,

⁽⁸⁾ - Veramente, se si osserva lo schema dell'amplificatore (fig. 2), la capacità C_u si riferisce al tubo 1, mentre la capacità C_i si riferisce al tubo 2. Ma negli amplificatori a più stadi si opera normalmente con tubi tutti uguali, per cui nei ragionamenti si può parlare delle capacità d'uscita e d'entrata senza riferirsi ad un tubo ed al successivo.

per fissare le idee, $C' = 16 \text{ pF}$, dalla formula (4) si ottiene:

$$(5) \quad A_o B = 0,16 \frac{g_m}{C'} = 0,16 \frac{8 \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 10^{-12}} = 80 \cdot 10^9 ;$$

questo significa che se la banda passante richiesta è 1 MHz , si può ottenere un'amplificazione di circa 80 ; che se, invece, si vuole ottenere una

TAV. 3 — Dati numerici su alcuni tubi ad alto coefficiente di merito.

Tubo	6AK5	6AMB-A	6BZ6	6CB6	6FV6	
Coefficiente di merito α	7,3	8,5	8	8,4	10,5	10^9 (Hz)
Tensione anodica V_{ao}	120	125	125	125	125	V
Tensione di griglia V_{g2}	-2	-1	-1	-1	-1	V
Tensione di schermo V_{s}	120	125	125	125	80	V
Corrente anodica I_{ao}	7,5	12,5	14	13	10	mA
Corrente di schermo I_{s}	2,5	3,2	3,6	3,7	1,5	mA
Conduttanza mutua g_m	5	7,8	8	8	8	mA/V
Resistenza anodica r_a	500	300	260	280	100	k Ω
Capacità di uscita C_u	2,8	2,6	3	3	3	pF
Capacità di entrata C_i	4	6,5	7	6,5	4,5	pF
Capacità placca-griglia	0,02	0,015	0,015	0,015	0,03	pF

banda passante di 5 MHz , l'amplificazione risultante è solamente 16 ⁽⁹⁾.

Questo esempio ci indica che, anche con tubi appositamente costruiti, l'amplificazione risulta sempre molto piccola quando si voglia ottenere una larga banda: per potere avere forti amplificazioni si richiede quindi un numero relativamente grande di amplificazioni successive. Il beneficio delle successive amplificazioni è, peraltro, almeno parzialmente, frustrato dal fatto che per ottenere una determinata banda globale B , la banda passante di ciascuno deve essere tanto più grande quanto maggiore è il numero degli stadi (n. 2, Tav. 1); sotto questo aspetto la situazione è

(9) - Il valore di R_{po} necessario per ottenere $B = 5 \text{ MHz}$ si ricava agevolmente dalla (2) sostituendo in essa $C' = 16 \text{ pF}$; si ottiene $R_{po} = 0,16/C' B = 2000 \Omega$. Fissata poi la frequenza centrale della banda passante ($f_o = 1/2\pi \sqrt{LC'}$) è immediatamente determinabile il valore di L ; così, se è $f_o = 30 \text{ MHz}$ si ricava $L = 1/(4\pi^2 f_o^2 C') \cong 1,75 \cdot 10^{-6} \text{ H}$. L'amplificatore della figura 11 corrisponde all'esempio ora considerato: per rendere $R_{po} = 2000 \Omega$; si è semplicemente posto $R = 2000 \Omega$; ciò perchè r_a , R_g ed R_{Lpo} hanno valori così grandi di fronte ad R da incidere assai poco sul valore del parallelo. L'amplificazione dei tre stadi, per $f = f_o$, è $A_o^3 = 16^3 = 4100$, mentre la banda passante complessiva (n. 2, Tav. 1) è $B_{tot} = 0,51 B \cong 2,5 \text{ MHz}$.

migliore cogli amplificatori a filtro di banda, perchè la banda passante si stringe assai meno all'aumentare del numero degli stadi (n. 3, Tav. 2).

Per gli amplificatori a filtro di banda (fig. 7) si può svolgere una trattazione analoga a quella compiuta per gli amplificatori a circuito riso-

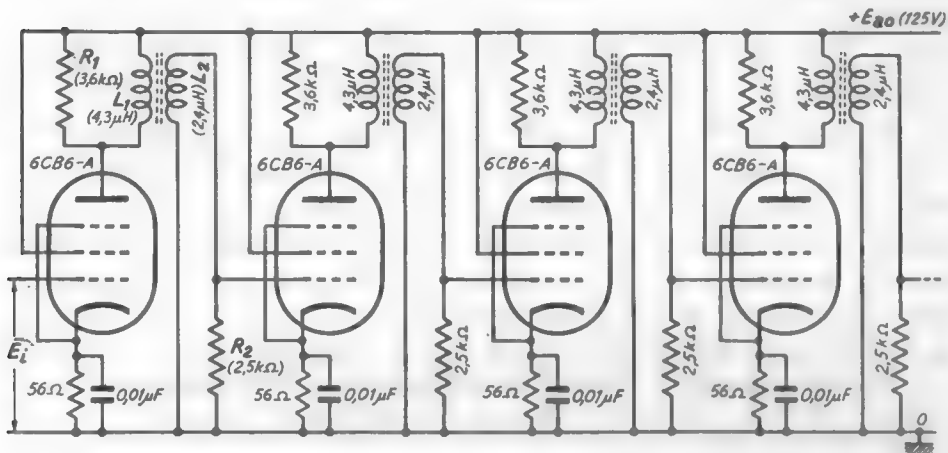


Fig. 12 — Esempio di amplificatore a filtro di banda a banda larga (gli induttori risuonano con le capacità parassite ad $f_0 = 30$ MHz).

nante singolo; il rapporto di amplificazione alla frequenza di risonanza e la banda passante hanno le espressioni (n. 3, form. 5, 6):

$$(6) \quad A_0 = \frac{g_m}{2} \sqrt{R_{p1} R_{p2}},$$

$$(7) \quad B = \frac{0,22}{\sqrt{R_{p1} R_{p2}} \sqrt{C_1' C_2'}}.$$

Consideriamo anche qui il prodotto fra l'amplificazione A_0 e la banda passante, che risulta:

$$(8) \quad A_0 B = 0,11 \frac{g_m}{\sqrt{C_1' C_2'}};$$

questa formula mostra che il prodotto $A_0 B$ è, anche qui, una costante per un determinato tipo di tubo (g_m) e per determinati valori di C_1' , C_2' : nell'intento di rendere più grande possibile $A_0 B$ per un determinato valore di g_m , anche in questi amplificatori si eliminano i condensatori di accordo dei due circuiti del filtro di banda (fig. 12). La risonanza degli

induttori si ottiene con le capacità parassite valendosi di nuclei ferromagnetici regolabili; si cerca naturalmente anche per questi amplificatori che le capacità parassite siano le più piccole possibili e quindi, con costruzione tecnica accurata, si tende a mantenere basso il valore delle capacità distribuite degli induttori e dei conduttori di collegamento. Si scelgono poi tubi che associno a forti valori di g_m , piccoli valori di C_u e di C_i , cioè tubi con alto *coefficiente di merito*, come sono quelli indicati nella Tav. 3.

A titolo di esempio, supponiamo di attuare un amplificatore a più stadi con pentodi 6CB6. Supponiamo che la capacità distribuita della bobina L_1 (fig. 12) e la capacità dei collegamenti del primo circuito risonante siano complessivamente dell'ordine di 5 pF; poichè la capacità d'uscita del tubo 1 è 3 pF, il valore di C_1' è dell'ordine di 8 pF. Ammettiamo ancora che la capacità distribuita della bobina L_2 e la capacità dei collegamenti siano dello stesso ordine precedente, cioè complessivamente 5 pF; essendo la capacità d'entrata del secondo stadio $C_2 = 6,5$ pF, il valore di C_2' risulta dell'ordine di 11,5 pF. Dalla formula (8), ponendo $g_m = 8 \cdot 10^{-3}$, si ottiene allora:

$$(9) \quad A_o B = 0,11 \frac{g_m}{\sqrt{C_1' C_2'}} \cong 91 \cdot 10^6 .$$

L'amplificatore sia costituito da 4 stadi uguali e debba avere complessivamente una banda passante di 5 MHz. Poichè dalla Tav. 2 del n. 3 appare che un amplificatore a 4 stadi a filtro di banda ha una banda globale pari a 0,66 della banda di un suo singolo stadio, questa deve risultare $5 \cdot 10^6 / 0,66 \cong 7,6 \cdot 10^6$ Hz. Introducendo questo valore nella formula (9) al posto di B , si ottiene:

$$(10) \quad A_o \cdot 7,6 \cdot 10^6 \cong 91 \cdot 10^6 ,$$

da cui deriva $A_o \cong 12$ ⁽¹⁰⁾; l'amplificazione complessiva dei quattro stadi

⁽¹⁰⁾ - Dalla formula (6), ponendo $A_o = 12$, $g_m = 8 \cdot 10^{-3}$ si ricava:

$$a) \quad \sqrt{R_{p1} R_{p2}} = 2 A_o / g_m = 3000 \Omega .$$

Per trovare i valori di R_{p1} ed R_{p2} si può imporre la condizione che i due circuiti risonanti abbiano lo stesso coefficiente di risonanza. Si avrà allora

$$b) \quad R_{p1} \omega_o C_1' = R_{p2} \omega_o C_2' ,$$

da cui si ricava $R_{p1} = R_{p2} C_2' / C_1' = 1,44 R_{p2}$. Sostituendo nella a), si ottiene $R_{p2} = 3000 / \sqrt{1,44} =$

risulterà pertanto $A_o' \cong 20736$. Appare da questo esempio quale difficoltà esista per ottenere forti amplificazioni con banda larga: essa è dovuta soprattutto al fatto che, all'aumentare del numero degli stadi, la banda totale si stringe e quindi, per ottenere una determinata banda globale, la banda di ciascuno stadio deve essere più grande; ma in ciascuno stadio il prodotto della banda per l'amplificazione è una costante e pertanto all'aumentare del numero degli stadi l'amplificazione di ciascuno di essi diviene necessariamente minore.

Un notevole miglioramento della situazione si ha accordando i successivi stadi di amplificazione, non sulla frequenza f_o , ma su frequenze opportunamente sfalsate da questo valore: gli amplificatori che così si ottengono si dicono *a frequenze d'accordo sfalsate* e formano oggetto del seguente paragrafo.

5. — Amplificatori a banda larga con frequenze d'accordo sfalsate.

L'amplificatore a frequenze d'accordo sfalsate è formato da un numero pari di stadi di amplificazione i cui circuiti risonanti sono accordati, non sulla frequenza f_o dell'oscillazione, ma su frequenze alternativamente scartate in più o in meno dalla frequenza f_o di una quantità δ opportunamente scelta: il primo stadio è, ad esempio, accordato sulla frequenza $f_o - \delta$, il secondo sulla frequenza $f_o + \delta$, il terzo sulla frequenza $f_o - \delta$, il quarto sulla frequenza $f_o + \delta$ e così via per successive coppie tutte accordate sulle due frequenze $f_o - \delta$ ed $f_o + \delta$. Ciascuna coppia di stadi costituisce un'unità caratteristica che, come vedremo, ha la voluta proprietà di amplificatore a larga banda.

Siccome una *coppia* è costituita da due amplificatori in cascata, l'amplificazione complessiva è il prodotto delle amplificazioni A_1, A_2 dei due

2500 Ω e di conseguenza $R_{p1}=1,44 R_{p2}=3600 \Omega$. Poichè i valori della resistenza anodica differenziale del tubo e delle resistenze parallelo degli induttori sono molto maggiori dei valori calcolati, questi potranno ottenersi assegnando alle resistenze R_1 ed R_2 poste in parallelo ai circuiti i valori approssimati $R_1 \cong 3600 \Omega$, $R_2 = 2500 \Omega$.

Per individuare i valori di L_1 ed L_2 occorrerà fissare il valore di f_o e scrivere le condizioni di risonanza colle due capacità $C_1' = 8$ pF e $C_2' = 11,5$ pF. Scelto $f_o = 30$ MHz si ha subito:

$$L_1 = 1/(4\pi^2 f_o^2 C_1') = 4,3 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad , \quad L_2 = 1/(4\pi^2 f_o^2 C_2') = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ H} ;$$

con questi valori e con quelli di R_1 ed R_2 dianzi determinati è stato quotato lo schema della figura 12.

stadi; la curva di risposta della coppia si ottiene eseguendo il prodotto, ascissa per ascissa, delle ordinate delle singole curve di risposta. La forma della curva di risposta così ottenuta dipende dalla forma delle curve originarie e dallo scarto δ delle due frequenze d'accordo dalla frequenza centrale. Le condizioni più semplici — a cui nel seguito ci riferiremo — si hanno adoperando stadi a circuito risonante singolo e scegliendo lo scarto di frequenza δ pari a metà della banda passante B' di ciascuno dei due amplificatori, supposti identici, che formano la coppia. La costruzione della curva di risposta della coppia partendo dalle curve di

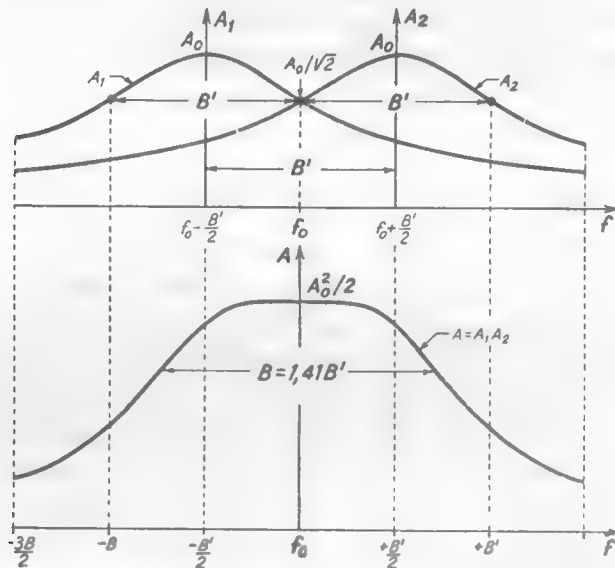


Fig. 13 — La curva di risposta della coppia è ottenuta facendo il prodotto, ascissa per ascissa, delle ordinate delle curve di risposta degli amplificatori componenti.

risposta dei due amplificatori componenti è compiuta nella figura 13; da essa appare non soltanto l'allargamento della banda ma anche il grande miglioramento della curva di risposta globale (b) rispetto a quella dei singoli amplificatori (a).

Poichè alla frequenza centrale, f_0 , l'amplificazione dei due amplificatori che compongono la coppia è $A_0/1,2$ ⁽¹¹⁾, quella della coppia è

⁽¹¹⁾ - Infatti, nel caso considerato, f_0 dista dalla frequenza d'accordo dei due amplificatori di metà della rispettiva banda passante.

$A_o^2/2$; la banda passante complessiva — calcolata (per via grafica o analiticamente) come differenza fra le frequenze in corrispondenza alle quali l'amplificazione della coppia si riduce al 70% del valore massimo — risulta $\sqrt{2} B'$. L'amplificazione massima della coppia, che diremo A_{co} , e la sua banda passante B hanno dunque le espressioni:

$$(1) \quad A_{co} = \frac{A_o^2}{2} \quad , \quad B_c = \sqrt{2} B' \quad ,$$

dove A_o e B' sono l'amplificazione massima e la banda passante degli amplificatori componenti, espresse dalle formule (1) e (2) del n. 4:

$$(2) \quad A_o = g_m R_{p0} \quad , \quad B' = \frac{1}{2\pi C' R_{p0}} \quad ,$$

il cui prodotto è:

$$(3) \quad A_o B' = \frac{g_m}{2\pi C'} = 0,16 \frac{g_m}{C'} \quad .$$

La forma particolare della curva di risposta, tanto più aderente al modello ideale (fig. 1) che non quella degli amplificatori a circuito anodico accordato sulla frequenza f_o , migliora ancora all'aumentare del numero delle coppie in cascata; naturalmente la banda passante si stringe, ma molto meno che nel caso degli amplificatori a circuiti anodici accordati su una medesima frequenza f_o . Nella Tav. 4 è indicato il valore as-

TAV. 4 — Larghezza della banda passante totale.

Numero coppie	1	2	3	4	5
Banda B	1,41 B'	1,12 B'	B'	0,95 B'	0,88 B'

sunto dalla banda passante B all'aumentare del numero delle coppie: come si vede, la riduzione di banda è assai modesta.

A titolo di esempio consideriamo un amplificatore formato da due coppie uguali (operanti nelle condizioni viste dianzi), che abbia una banda passante globale di 5 MHz: poichè in queste condizioni è $B = 1,12 B'$ (Tav. 4) la banda passante dei 4 amplificatori componenti deve essere singolarmente $B' = B/1,12 \cong 4,5 \cdot 10^6$ Hz. Supponiamo di operare con tubi 6CB6-A nelle condizioni indicate nella Tav. 3 ed ammettiamo che la ca-

pacità parassita abbia complessivamente il valore $C' = 16 \text{ pF}$ ⁽¹²⁾; dalla formula (3), ponendo $g_m = 8 \cdot 10^{-3}$ e $C' = 16 \cdot 10^{-12}$, risulta:

$$(4) \quad A_o B' = 0,16 \frac{8 \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 10^{-12}} = 80 \cdot 10^6 .$$

Sostituendo per B' il valore $4,5 \cdot 10^{-6}$ si ottiene $A_o = 80/4,5 = 17,8$; l'amplificazione di ogni coppia (form. 1) è $A_o^2/2 = (17,8)^2/2 \cong 158$. Poichè le coppie che compongono l'amplificatore sono due, l'amplificazione ri-

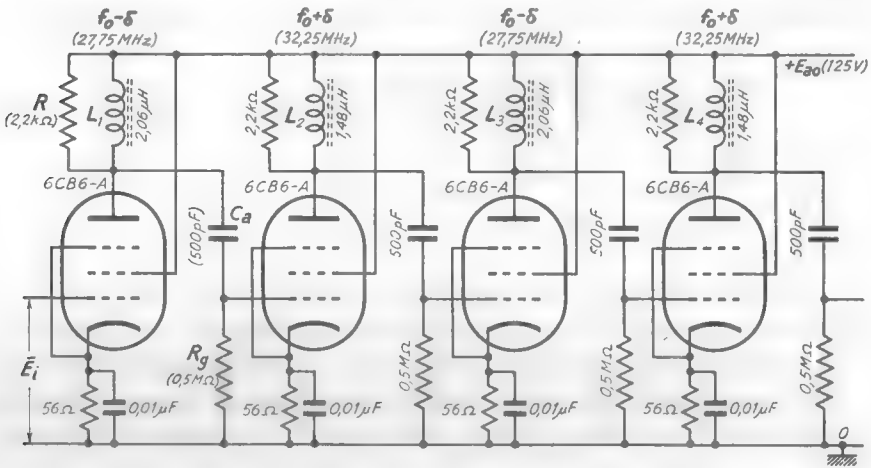


Fig. 14 — Esempio di amplificatore a frequenze d'accordo sfasate, operante sulla frequenza $f_0 = 30 \text{ MHz}$, con banda globale di 5 MHz .

sultante è $(158)^2 \cong 25000$. Nella figura 14 è mostrato lo schema dell'amplificatore ora calcolato ed operante con una frequenza centrale $f_0 = 30 \text{ MHz}$. Il valore delle resistenze R_{p_0} si ottiene agevolmente dalla formula dell'amplificazione di ciascun tubo, $A_o = g_m R_{p_0}$, sostituendo in essa $A_o = 17,8$ e $g_m = 8 \cdot 10^{-3}$; esso risulta $R_{p_0} = A_o/g_m = 2200 \Omega$. Poichè la resistenza anodica differenziale dei tubi, le resistenze R_g e le resistenze parallelo degli induttori hanno valori molto più grandi di R_{p_0} , senza commettere grande errore, le resistenze di smorzamento R sono state poste direttamente uguali ad $R_{p_0} = 2200 \Omega$. I valori delle induttanze si determinano osservando che esse devono risuonare con la capacità parassita $C' = 16 \cdot 10^{-12} \text{ F}$

(12) - Si confronti l'esempio del n. 4 a cui si riferisce la formula (5).

sulla frequenza $f_0 - B'/2 = (30 - 2,25) 10^6 = 27,75 \cdot 10^6$ Hz, oppure sulla frequenza $f_0 + B'/2 = 32,25 \cdot 10^6$ Hz, e risultano $2,06 \mu\text{H}$ ed $1,48 \mu\text{H}$; l'accordo dei circuiti si compie valendosi di nuclei spostabili di materiale ferromagnetico.

Ci siamo finora solamente occupati del caso in cui gli amplificatori sono a circuito risonante singolo; ma il metodo delle frequenze d'accordo sfalsate può essere applicato — seppure meno comunemente — anche agli amplificatori a filtro di banda. Rimanendo nel caso degli amplificatori a circuito risonante singolo (che è senz'altro il più frequentemente usato) non è necessario che gli amplificatori che compongono ciascuna coppia abbiano amplificazioni uguali e che lo scarto fra le loro frequenze d'accordo sia pari a B' , come si è precedentemente supposto: vi sono molte altre modalità d'impiego del metodo dello sfalsamento delle frequenze d'accordo. Per esempio la banda passante di ciascuna coppia risulta più grande se lo scarto fra le due frequenze d'accordo è maggiore di B' : la curva di risposta di ciascuna coppia, però, viene a presentare un'insellatura al centro, in corrispondenza di f_0 . Vi si rimedia inserendo nella catena di amplificazione uno stadio accordato sulla frequenza f_0 e con curva di risposta tale da compensare la diminuzione di amplificazione al centro della banda. Si può anche operare con *terne* di amplificatori, invece che con *coppie*: in tal caso uno degli amplificatori componenti ogni terna è accordato sulla frequenza f_0 e gli altri due sono accordati su due frequenze scartate rispetto ad f_0 .

6. — Regolazione dell'amplificazione. Tubi a conduttanza mutua variabile.

Negli amplificatori che abbiamo studiato occorre spesso un sistema che consenta di regolare l'amplificazione: il metodo più comunemente usato è basato sulla possibilità di *variare la conduttanza mutua dei tubi agendo sulla tensione di polarizzazione di griglia*. Poichè il valore dell'amplificazione è strettamente dipendente dal valore della conduttanza mutua g_m — come appare esaminando una qualunque espressione del rapporto di amplificazione negli amplificatori studiati (n. 2, form. 4; n. 3, form. 5) — si comprende come, variando g_m , si possa regolare il valore dell'amplificazione stessa.

In tutti i tubi la conduttanza mutua differenziale g_m — che esprime il coefficiente angolare della tangente alla caratteristica mutua (Vol. I,

Cap. V, n. 8, fig. 31) — varia generalmente al variare del punto di lavoro; è quindi possibile farla variare regolando opportunamente la tensione di polarizzazione di griglia. Per ottenere, peraltro, una regolazione accurata di g_m si usano pentodi di tipo particolare, detti a *conduttanza mutua* (o *pendenza*) *variabile*⁽¹³⁾,

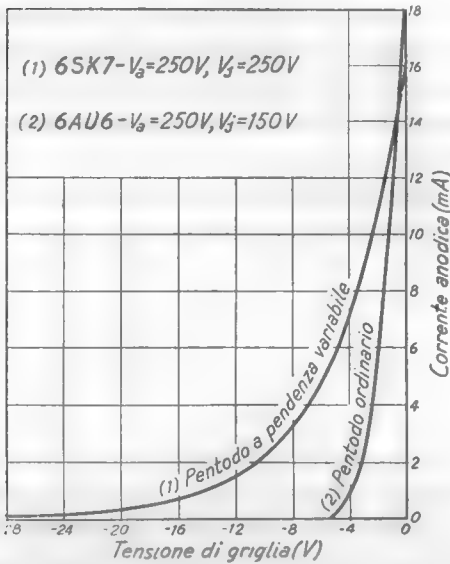


Fig. 15 — Caratteristica mutua di un pentodo a conduttanza mutua variabile, confrontata con quella di un pentodo ordinario.

nei quali, grazie ad una speciale costruzione della griglia di comando, la caratteristica mutua ha una *pendenza* che diminuisce regolarmente e gradualmente al diminuire della tensione di polarizzazione: nella figura 15 è mostrato un esempio di caratteristica mutua di un pentodo a conduttanza mutua variabile, confrontata con quella di un pentodo ordinario.

Il meccanismo con cui nei tubi a conduttanza mutua variabile l'amplificazione può regularsi agendo sulla tensione di polarizzazione, è facilmente desumibile dalla figura 16: a parità del segnale d'ingresso e_i , è mostrato l'andamento della corrente anodica per tre valori diversi della tensione di polarizzazione di griglia E_{g_0} .

L'ampiezza della corrente alternata j_a diminuisce al diminuire della tensione di polarizzazione ed altrettanto farà perciò il segnale d'uscita: la curvatura della caratteristica non dà luogo a distorsioni perchè le oscillazioni da amplificare sono sempre contenute entro ampiezze relativamente piccole così che, nella zona di funzionamento interessata, la

(13) - Poichè, a parità di resistenza anodica differenziale r_a , al variare di g_m varia anche il coefficiente di amplificazione μ , i tubi suddetti sono anche denominati *multimu*. Essi sono anche indicati come tubi a *interdizione lontana* ("remote cut-off,") perchè la loro caratteristica mutua dinamica raggiunge l'asse delle ascisse assai più lontano che nei pentodi ordinari (fig. 15).

caratteristica mutua può considerarsi rettilinea.

Il metodo di regolazione dell'amplificazione ora visto è alla base della *regolazione automatica di sensibilità* dei ricevitori (Cap. X, n. 6), mediante la quale questi sono resi automaticamente più o meno sensibili a seconda dell'intensità dei segnali in arrivo. In questa applicazione, come vedremo, la tensione di polarizzazione E_{g0} è ottenuta mediante un rad-

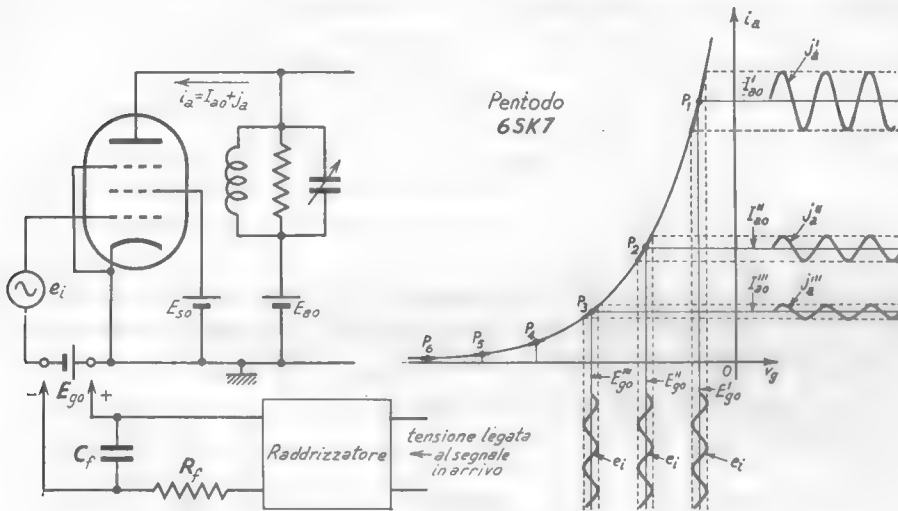


Fig. 16 — Costruzioni grafiche per spiegare la regolazione dell'amplificazione nei tubi a conduttanza mutua variabile.

drizzatore la cui tensione d'ingresso è derivata dal segnale in arrivo stesso: nella figura 16, inferiormente allo schema dell'amplificatore, è indicato il suddetto raddrizzatore col particolare del filtro di livello C_f, R_f .

7. — Varianti circuitali degli amplificatori studiati. Alimentazione in parallelo.

Gli amplificatori esaminati in questo capitolo possono subire alcune varianti circuitali che li rendono adatti a particolari esigenze senza modificarne sostanzialmente il funzionamento.

Nella figura 17 è mostrata una variante dell'*amplificatore a circuito anodico accordato* studiato nel n. 2 (fig. 2): qui il circuito risonante, invece di essere posto entro il circuito anodico del primo tubo, è posto nel circuito di griglia del secondo, mentre la tensione di alimentazione

anodica è applicata al primo tubo tramite la resistenza R . Il circuito differenziale dell'amplificatore, tenendo conto delle capacità parassite e

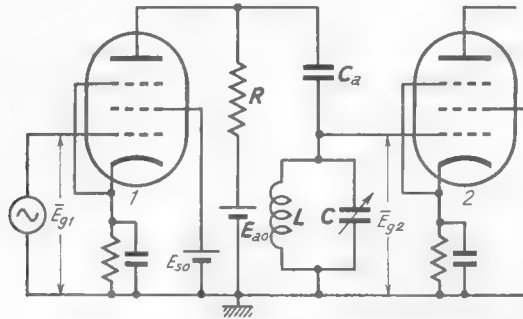


Fig. 17 — Amplificatore selettivo con circuito risonante in griglia.

della resistenza parallelo dell'induttore R_{Lpo} , risulta quello indicato nella figura 18 a); tenendo conto che la capacità C_a può sempre essere scelta

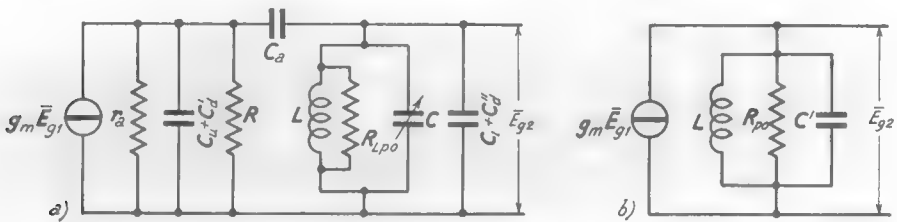


Fig. 18 — Circuito differenziale dell'amplificatore di figura 17.

in modo da comportarsi come un cortocircuito alla frequenza di lavoro, il circuito si riduce a quello *b)*, dove è:

$$(1) \quad R_{po} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{Lpo}}} \quad , \quad C' = C + C_u + C_i + C_d' + C_d'' .$$

A parità di valori di R_{po} e C' , il circuito è identico a quello studiato nel n. 2 e conduce agli stessi risultati circa l'amplificazione e la banda passante.

Di fronte all'amplificatore originario (n. 2, fig. 2) ha il pregio che il circuito risonante non è connesso alla tensione di alimentazione anodica; in particolare il condensatore C ha una delle armature connessa a massa,

il che è assai utile quando il condensatore è variabile ⁽¹⁴⁾. Il fatto che la tensione di alimentazione sia applicata alla placca tramite la resistenza R , può costituire un inconveniente quando la corrente di riposo del tubo, I_{ao} , è forte. In tal caso, infatti, per evitare una forte caduta di tensione, occorre che R sia piccola e ciò può essere intollerabile agli effetti della selettività o dell'amplificazione ⁽¹⁵⁾; dal circuito differenziale appare, infatti, che R è in parallelo al circuito risonante ed interviene a determinare i valori di R_{po} , a cui sono legati i valori di A_o e di B (n. 2, form. 4-6).

È esente dall'inconveniente citato l'amplificatore della figura 19, in cui la resistenza R è sostituita dall'induttanza L_b di un induttore posto in serie all'alimentatore: a parte il piccolo effetto della sua resistenza ohmica, l'induttore non crea praticamente alcuna caduta di potenziale sotto l'azione della corrente I_{ao} . Se nel circuito differenziale della figura 18 a) si sostituisce l'induttore L_b al

posto dalla resistenza R , si giunge ancora al circuito b), ma R_{po} è ora dovuta solo al parallelo di R_{Lb} , e della resistenza propria dell'induttore di alimentazione; inoltre l'induttanza complessiva è il parallelo di L ed L_b . Ma se L_b è molto grande di fronte ad L , l'effetto complessivo è minimo, così che le condizioni di risonanza non sono praticamente alterate.

Il metodo di applicare la tensione di alimentazione di placca tramite un resistore (come nella figura 17) o, più comunemente, tramite un induttore (fig. 19) prende il nome di sistema di *alimentazione in parallelo*

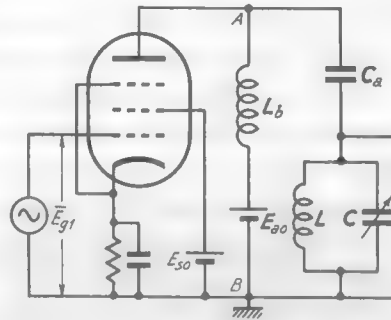


Fig. 19 — Alimentazione in parallelo dell'amplificatore tramite un'induttanza di blocco.

⁽¹⁴⁾ - Nei condensatori variabili si usa collegare a massa l'armatura mobile: viene, in tal modo, eliminata la sua capacità verso massa, che varierebbe durante la sua rotazione.

⁽¹⁵⁾ - Per fare un esempio, supponiamo che il tubo sia un pentodo 6CB6 e debba operare nelle condizioni della Tav. 3 del n. 4 ($V_{ao}=125$ V, $V_{so}=125$ V, $V_{go}=-1$ V, $I_{ao}=13$ mA). Nell'ipotesi che l'alimentatore abbia una f. e. m. $E_{ao}=250$ V, la resistenza R dovrà produrre una caduta di tensione di 125 V e dovrà perciò avere il valore $R=125/I_{ao}=125 \cdot 10^3/13=9,6 \cdot 10^3 \Omega$. Tale valore potrà anche essere accettabile in un amplificatore a banda larga (ed anzi potrà anche essere eventualmente necessario porre un'altra resistenza in parallelo ad L e C) ma sarà in generale inaccettabile se occorre discreta selettività (banda stretta).

dell'amplificatore: l'alimentazione *in serie* è quella che avviene tramite il circuito risonante stesso come negli amplificatori incontrati nei paragrafi precedenti. L'induttore posto nel circuito anodico, che deve avere induttanza molto grande di fronte ad L , è generalmente chiamato *induttore di arresto o di blocco* (Cap. II, n. 1), con riferimento al seguente ragionamento, poco scientifico, ma abbastanza intuitivo e pratico. Nel punto A (fig. 19) la corrente anodica viene divisa in due parti: la componente continua, *bloccata* dal condensatore C_a , scorre attraverso L_b ; la componente alternata, *bloccata o arrestata* dall'induttanza L_b , scorre, tramite C_a , nel circuito risonante.

L'alimentazione anodica in parallelo è molto usata anche negli amplificatori di potenza che studieremo nel Cap. V; può anche essere impiegata negli amplificatori di bassa frequenza a trasformatore (Vol. I, Cap. XII), col vantaggio di non far passare la corrente continua nel primario del trasformatore, evitando la saturazione del nucleo magnetico.

CAPITOLO IV

AMPLIFICAZIONE DI OSCILLAZIONI MODULATE CON TRIODI E TRANSISTORI

1. — Problemi generali sugli amplificatori a triodi e transistori.

Gli amplificatori per oscillazioni modulate studiati nel capitolo precedente possono essere attuati, oltre che con pentodi (o tubi a fascio), anche con triodi o transistori: ma se non si usano speciali precauzioni od artifici circuitali essi entrano facilmente in oscillazione spontanea ⁽¹⁾ e presentano funzionamento instabile e irregolare.

La ragione di ciò è che nei triodi e nei transistori, fra i circuiti d'uscita e d'entrata vi è un collegamento di natura capacitiva dovuto all'inevitabile capacità fra placca e griglia (Vol. I, Cap. X, n. 11) e fra collettore e base (Vol. I, Cap. X, n. 12). Il suddetto collegamento provoca un *effetto di reazione* che, per particolari frequenze nell'intorno della frequenza d'accordo del circuito risonante presente nel circuito di collettore, risulta positiva e può avere entità tale da condurre all'oscillazione spontanea.

Per quanto riguarda i triodi, il rimedio migliore è quello... *di non usarli*, sostituendoli con pentodi, nei quali è ridottissimo l'effetto retroattivo per la presenza dello schermo. Tuttavia, negli stadi d'ingresso dei ricevitori operanti a frequenze altissime, il pentodo non può essere impiegato a causa di particolari disturbi che esso introduce (di cui daremo

⁽¹⁾ - Ossia forniscono all'uscita un'oscillazione non dipendente da quella introdotta all'ingresso ed anche in assenza di questa.

un cenno nel Cap. XVII); anche nella generazione di oscillazioni di grande potenza il pentodo deve qualche volta essere sostituito dal triodo. In questi casi gli schemi degli amplificatori devono subire delle modifiche che li rendano atti a non risentire gli effetti della capacità placca-griglia: le modifiche più comuni, che studieremo nei due paragrafi seguenti, sono la *neutralizzazione* e l'*entrata catodica*.

Per quanto riguarda i transistori, non esistendo un « pentodo » a semiconduttore, occorre in ogni caso affrontare il problema del suddetto collegamento capacitivo fra collettore e base. I rimedi possono essere essenzialmente quelli medesimi usati per il triodo (neutralizzazione ed entrata di emettitore), che impongono varianti degli schemi dell'amplificatore; ma è anche possibile — ed il metodo gode ora grande favore — limitare l'effetto di reazione *operando solo modifiche di carattere quantitativo sui circuiti risonanti*, senza variare lo schema degli amplificatori (i quali risultano, perciò, del tutto simili a quelli studiati nel capitolo precedente). Svolgeremo lo studio degli amplificatori a transistori dopo quello degli amplificatori a triodi.

2. — Amplificatori di oscillazioni modulate a triodi. Neutralizzazione.

Nella figura 1 a) è indicato un amplificatore a circuito anodico accordato (Cap. III, n. 2, fig. 2) attuato con un triodo di cui è messa in

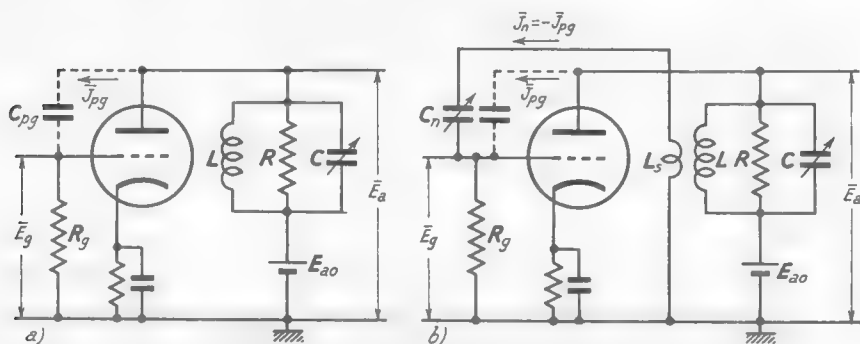


Fig. 1 — Amplificatore a triodo con capacità placca-griglia in evidenza. Esempio di circuito di neutralizzazione (*neutrodina* o *circuito di Hazeltine*).

evidenza la capacità fra placca e griglia C_{pg} : la tensione alternata anodica \bar{E}_a provoca attraverso ad essa una corrente \bar{J}_{pg} nel circuito di griglia

a cui corrisponde un segnale applicato alla griglia stessa, il quale si sovrappone al segnale da amplificare.

Un metodo comune per *neutralizzare* il suddetto effetto è quello di provocare nel circuito di griglia una corrente \bar{I}_n , uguale ed opposta a quella che attraversa C_{pg} : ciò può essere ottenuto con semplici circuiti ausiliari, di cui nella figura 2 b) è indicato un esempio. La *neutralizza-*

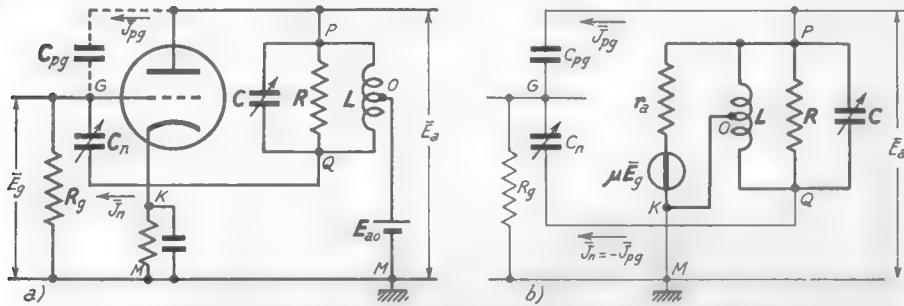


Fig. 2 — Neutralizzazione col sistema di Rice o a ponte.

zione si verifica quando il verso dell'avvolgimento secondario e l'entità della capacità C_n (condensatore di neutralizzazione) sono scelti in modo tale che la corrente \bar{I}_n risulti uguale ed opposta ad \bar{I}_{pg} .

Oltre al sistema visto — spesso indicato col nome di *neutrodina* o *circuito Hazeltine* — è molto comune il *circuito di Rice*, schematizzato nella figura 2 a). In esso l'alimentatore anodico E_{ao} , invece che essere collegato al circuito risonante anodico nell'estremo Q opposto a quello P connesso alla placca (come nella figura 1 a), è collegato ad una presa centrale O dell'induttore: il punto Q , rimasto libero, è poi collegato alla griglia tramite una capacità C_n (condensatore di neutralizzazione). L'esame del circuito differenziale corrispondente (fig. 2 b) mostra che il circuito risonante è alimentato dal generatore differenziale equivalente del triodo col metodo autotrasformatorico studiato nel Cap. II, n. 9 (fig. 20): l'effetto è identico a quello di un generatore (con diversi valori di f. e. m. e resistenza interna) che alimenti il circuito risonante come è indicato nella figura 3 a) ⁽²⁾. Essendo la presa O a potenziale fisso perchè con-

⁽²⁾ - La resistenza R è conglobata col generatore venendo a far parte della sua resistenza interna.

nessa a massa ⁽³⁾, gli estremi P e Q del circuito risonante presentano tensioni alternate di segno opposto: è perciò sempre possibile, con una opportuna regolazione di C_n , fare in modo che la corrente \bar{J}_n sia uguale e di segno opposto alla corrente \bar{J}_{pg} , neutralizzandone così l'effetto.

Una spiegazione più accurata dell'effetto di neutralizzazione col metodo della figura 2 a) si può avere osservando che le capacità C_{pg} e C_n , insieme con le induttanza L' ed L'' (in cui l'induttanza L viene divisa dalla presa O) costituiscono un *ponte di impedenze* (fig. 3 b), in cui il

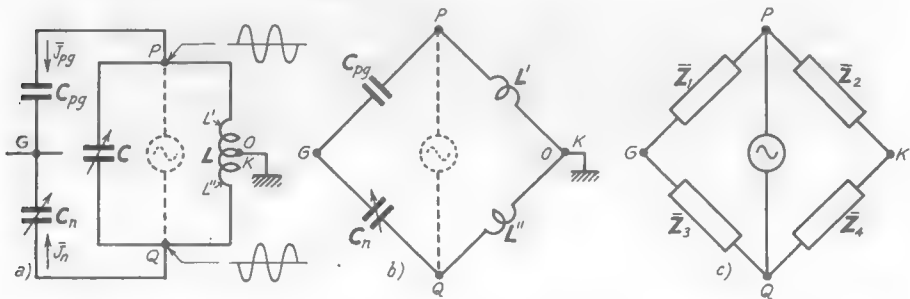


Fig. 3 — Per comprendere il principio della *neutralizzazione a ponte*.

generatore equivalente anodico è collegato fra due vertici opposti P, Q ed il circuito di griglia fra gli altri due vertici G, K ⁽⁴⁾. Ora vige la proprietà che se un generico *ponte di impedenze* (fig. 3 c) è in equilibrio ⁽⁵⁾, cioè se le quattro impedenze che lo compongono soddisfano alla proporzione:

$$(1) \quad \bar{Z}_1 : \bar{Z}_2 = \bar{Z}_3 : \bar{Z}_4 ,$$

nessuna tensione si manifesta fra due suoi vertici opposti (ad esempio, G e K , griglia e catodo) qualunque sia la tensione applicata agli altri

⁽³⁾ - Tramite l'alimentatore anodico nel circuito originario.

⁽⁴⁾ - Nell'amplificatore originario della figura 2 a), i punti O, M e K sono distinti e si trovano a potenziale continuo diverso. Ma per le componenti alternative, che qui interessano, essi sono allo stesso potenziale (quello di massa) e possono considerarsi coincidenti fra loro; per questo la presa intermedia dell'induttore è stata indicata negli schemi a) e b) della figura 3 con K oltre che con O . Ne deriva che la griglia ed il catodo sono effettivamente connessi ai vertici indicati del ponte.

⁽⁵⁾ - S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. V, n. 3 (Ed. C. Corsi, Pisa).

due (P e Q). Nel ponte della figura 3 a) la (1) si scrive:

$$(2) \quad \frac{1}{j\omega C_{pg}} : j\omega L' = \frac{1}{j\omega C_n} : j\omega L'' ,$$

da cui si deduce:

$$(3) \quad \frac{C_n}{C_{pg}} = \frac{L'}{L''} .$$

Quando, con una scelta opportuna di L' , L'' e C_n , la relazione (3) è soddisfatta, nessuna tensione si manifesta fra G e K , cioè fra griglia e catodo, qualunque sia la tensione fra P e Q , cioè ai capi del circuito risonante anodico: in tali condizioni l'amplificatore è *neutralizzato* ⁽⁶⁾.

Esistono vari circuiti di neutralizzazione che sfruttano il principio del ponte di impedenza, ma ve ne sono anche altri basati su metodi completamente diversi: un esempio è indicato nella figura 4. In questo amplificatore è stabilito un collegamento fra placca e griglia a mezzo di un'induttanza L_n ed una capacità C_n regolabile. I valori di L_n e C_n sono

scelti in modo che, alla frequenza di lavoro, la serie di C_n ed L_n abbia reattanza induttiva, di valore esattamente uguale (e, naturalmente, di segno opposto) a quella di C_{pg} : fra P e G viene quindi a costituirsi un circuito risonante parallelo che, essendo alla frequenza di risonanza, si comporta come una resistenza. In condizioni usuali essa ha valore molto alto e non esercita alcun effetto svantaggioso sul funzionamento dell'amplificatore: si ha così la *neutralizzazione* dell'effetto della capacità placca-griglia.

La necessità della neutralizzazione può, in alcuni casi, essere evitata coll'uso dell'*entrata catodica* di cui parleremo nel paragrafo seguente.

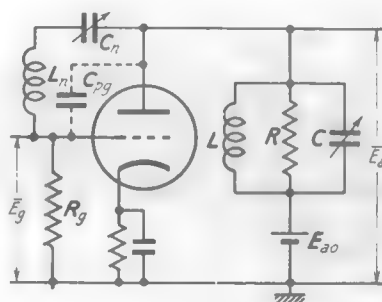


Fig. 4 — Neutralizzazione basata sulla risonanza.

⁽⁶⁾ - La formula (3) mostra che se è $L' = L''$, cioè se la presa O è esattamente al centro dell'induttore, la capacità di neutralizzazione deve essere uguale a C_{pg} , come d'altronde l'intuizione suggerisce agevolmente

3. — Amplificatori autoneutralizzati: entrata catodica; cascode.

Negli amplificatori studiati fino ad ora il segnale da amplificare è applicato fra griglia e massa, essendo il catodo connesso, più o meno direttamente, a massa; è però possibile mantenere la griglia a potenziale fisso rispetto a massa ed applicare il segnale da amplificare fra catodo e massa nel modo indicato nella

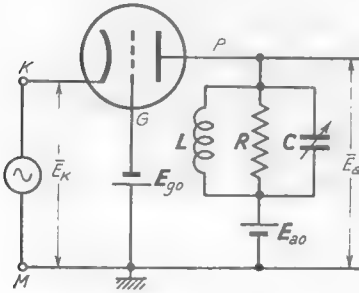


Fig. 5 — Amplificatore ad entrata catodica.

figura 5. In questo circuito — denominato *amplificatore ad entrata catodica* o *amplificatore con griglia a massa* — la griglia, che è a potenziale fisso rispetto a massa, esercita azione schermante fra placca e catodo, impedendo ogni accoppiamento di natura capacitiva fra il circuito anodico ed il circuito d'ingresso: la griglia si comporta

come un vero e proprio schermo, attuando così un' *autoneutralizzazione* dell'amplificatore.

Il funzionamento dell'amplificatore può comprendersi considerando il circuito della figura 6 a) in cui, per semplicità, l'applicazione del se-

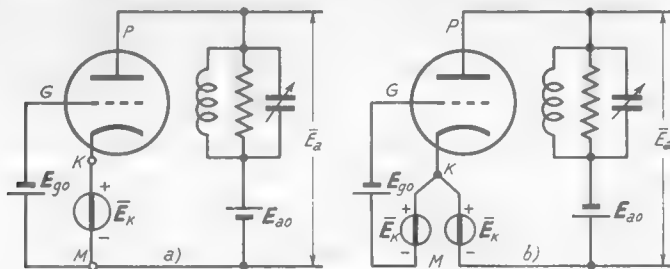


Fig. 6 — Circuiti equivalenti dell'amplificatore ad entrata catodica.

gnale d'ingresso avviene con un generatore ideale di tensione. Il generatore \bar{E}_k si trova sia nel circuito di griglia (GMK), sia nel circuito anodico (PMK) ed agisce in entrambi: tutto avviene quindi come se esistessero due generatori uguali, di f. e. m. \bar{E}_k , agenti separatamente nei due circuiti nel modo indicato nella figura 6 b). Il generatore nel circuito di griglia esercita la normale funzione di produrre le variazioni della diffe-

renza di potenziale fra griglia e catodo, da cui dipende il comando della corrente anodica e, in definitiva, il processo di amplificazione. Il generatore posto nel circuito anodico fa variare la tensione di alimentazione anodica attorno al valore E_{ao} ; ma ciò incide molto poco sul funzionamento dell'amplificatore, tanto che la sua amplificazione risulta praticamente uguale a quella che si ha nell'amplificatore usuale ad entrata di griglia (7).

La presenza del generatore del segnale nel circuito anodico è però causa di un inconveniente non lieve: il generatore, infatti, contribuisce insieme con E_{ao} all'alimentazione anodica dell'amplificatore e pertanto eroga potenza, cosa che

non avverrebbe se il generatore fosse applicato alla griglia. Quando l'organo che produce il segnale (antenna ricevente, amplificatore che precede lo stadio in oggetto) non è in grado di fornire tale potenza (8) si ricorre all'espedito di inserire fra catodo e massa (fig. 7) un nuovo triodo, uguale al precedente, alla

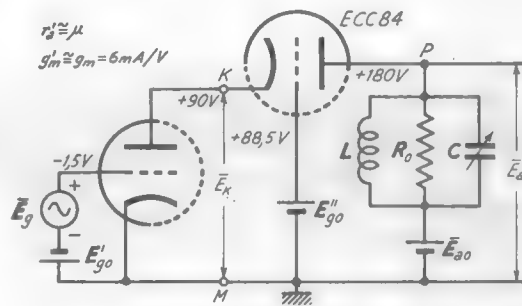


Fig. 7 — Schema di principio di un amplificatore cascode (i due triodi fanno parte di un unico tubo).

cui griglia si applica il segnale da amplificare. Può mostrarsi (9) che il complesso dei due triodi in serie — che si dice cascode — si comporta praticamente come un pentodo che abbia conduttanza mutua g'_m approssimativamente uguale a quella dei triodi componenti, g_m , e resistenza anodica differenziale r'_a pari a $\mu + 2$ volte la resistenza anodica differenziale dei singoli triodi, $r'_a = (\mu + 2) r_a$.

L'amplificatore cascode è molto usato specialmente come stadio d'ingresso dei ricevitori a modulazione di frequenza e dei televisori.

(7) - I calcoli relativi sono svolti in appendice.

(8) - O, più correttamente, quando il fornire tale potenza produce una notevole riduzione del segnale d'ingresso.

(9) - La dimostrazione ed i calcoli sono svolti in appendice.

APPENDICE: CALCOLI RELATIVI ALL'AMPLIFICATORE CON ENTRATA CATODICA ED AL CASCODO. Dallo schema della figura 6 dell'amplificatore ad entrata catodica, nell'ipotesi di segnali piccoli, si ricava il circuito differenziale indicato nella figura 8 a): in esso il generatore ideale posto fra i punti K ed M è l'effettivo generatore applicato fra catodo e massa nel circuito della figura 6, mentre il generatore posto fra i punti P e K è il generatore differenziale equivalente al triodo. Complessivamente fra i punti P ed M può pensarsi esistente un unico generatore di f.e.m. $(\mu+1)\bar{E}_k$ e resistenza interna r_a ; esso ha una corrente di corto circuito $(\mu+1)\bar{E}_k/r_a$, per cui il suo schema equivalente parallelo risulta quello indicato nella

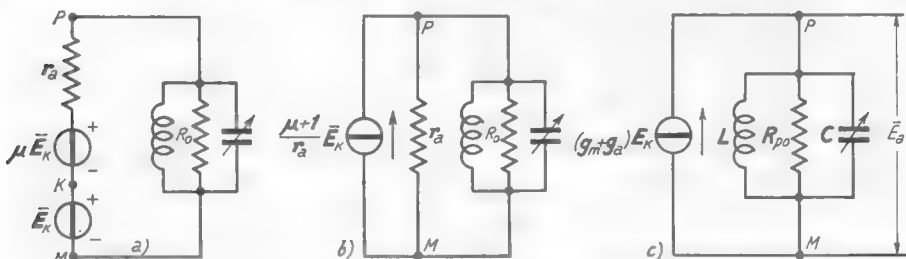


Fig. 8 — Circuiti differenziali equivalenti dell'amplificatore ad entrata catodica.

figura 8 b). Conglobando r_a alla resistenza in parallelo al circuito risonante e chiamando R_{p0} , la resistenza complessiva alla frequenza di risonanza, il circuito può ridisegnarsi nel modo indicato nella figura 8 c): l'espressione della corrente del generatore, $(g_m + g_a)\bar{E}_k$, deriva dalle note relazioni $g_m = \mu/r_a$, $g_a = 1/r_a$. Dal circuito c) è immediato il calcolo dell'amplificazione alla frequenza di risonanza (in cui il circuito risonante si riduce alla sola R_{p0}) e della banda passante B (Cap. II, n. 6, fig. 15); si ottiene agevolmente:

$$(1) \quad A_o = \frac{E_a}{E_k} = (g_m + g_a)R_{p0} \quad , \quad B = \frac{1}{2\pi C R_{p0}}.$$

Poichè g_a è assai più piccola di g_m , si può generalmente scrivere, in maniera approssimata, $A_o \cong g_m R_{p0}$, per cui l'amplificazione risulta praticamente quella stessa che si avrebbe in un normale amplificatore ad entrata di griglia.

Il riesame del circuito a) della figura 8 consente di fare alcune utili osservazioni: alla frequenza di accordo il circuito risonante si riduce alla

pura resistenza R_o (parallelo della resistenza propria dell'induttore e della resistenza di un eventuale resistore avente lo scopo di ridurre la banda passante). Circola allora nel circuito una corrente:

$$(2) \quad \bar{J}_{ao} = \frac{\bar{E}_k + \mu \bar{E}_k}{r_a + R_o} = \frac{(\mu + 1) \bar{E}_k}{r_a + R_o}.$$

Questa è la corrente alternata che, nel circuito della figura 6, attraversa il generatore del segnale d'ingresso; di fronte a questo, pertanto, tutto il circuito dell'amplificatore si comporta come una resistenza, collegata ai morsetti $K M$ aventi il valore:

$$(3) \quad R_{eq} = \frac{\bar{E}_k}{\bar{J}_{ao}} = \frac{r_a + R_o}{\mu + 1}.$$

Nei casi pratici il valore di tale *resistenza equivalente d'entrata* ha

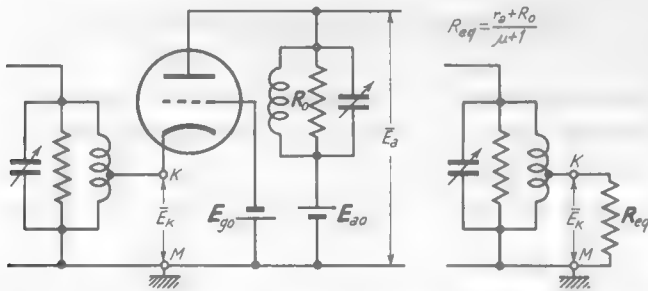


Fig. 9 — Circuito d'ingresso dell'amplificatore ad entrata catodica.

il valore di poche centinaia di ohm; se, ad esempio, è $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ e il tubo è il triodo $ECC84$ (spesso usato per questo scopo con $V_{ao} = 90 \text{ V}$, $V_{g0} = -1,5 \text{ V}$), a cui corrisponde $\mu = 24$, $r_a = 4 \text{ k}\Omega$, $g_m = 6 \text{ mA/V}$ si ha $R_{eq} = 14000/24 = 560 \Omega$ ⁽¹⁰⁾; valori così piccoli di resistenza costituiscono un carico rilevante per l'organo che produce la tensione d'ingresso \bar{E}_k . Quando questo (amplificatore precedente, antenna) comprende un circuito risonante — come di solito avviene e come è indicato nella figura 9) — occorre predisporre un opportuno adattamento di impedenza onde non diminuire soverchiamente il suo coefficiente di risonanza (Cap. II, n. 11).

⁽¹⁰⁾ - In pari condizioni, ponendo nell'espressione (1) di A_o : $g_a = 1/r_a = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$, $R_{po} = r_a R_o / (r_a + R_o) = 2850 \Omega$, si ricava $A_o \cong 18$.

Nella figura 9 ciò è fatto collegando il morsetto di entrata catodica K ad una presa intermedia dell'induttore (Cap. II, n. 11, fig. 23); naturalmente il segnale che in tal modo viene applicato al catodo è minore di quello disponibile ai capi del circuito risonante e che potrebbe essere utilizzato se fosse possibile impiegare l'entrata di griglia, come in effetti si ha nel *cascodo* (fig. 7).

Il circuito differenziale del cascodo, nell'ipotesi che i due triodi siano esattamente uguali, è quello indicato nella figura 10 a): detta \bar{Z} l'impe-

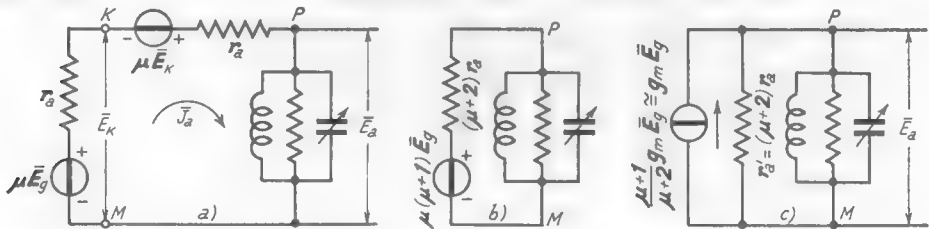


Fig. 10 — Circuiti differenziali equivalenti dell'amplificatore a cascodo.

denza del circuito risonante e \bar{J}_a la corrente che fluisce nel circuito, sussistono manifestamente in questo le seguenti eguaglianze:

$$(4) \quad \begin{cases} \mu \bar{E}_g + \mu \bar{E}_k = (2r_a + \bar{Z}) \bar{J}_a, \\ \bar{E}_k = \mu \bar{E}_g - r_a \bar{J}_a. \end{cases}$$

Sostituendo la seconda di queste espressioni nella prima si ottiene:

$$(5) \quad \mu(\mu+1)\bar{E}_g = [(\mu+2)r_a + \bar{Z}] \bar{J}_a;$$

questa relazione esprime la legge di Ohm in un circuito composto dalla f. e. m. $\mu(\mu+1)\bar{E}_g$, dalla resistenza $(\mu+2)r_a$ e dell'impedenza \bar{Z} (circuito risonante). Detto circuito, disegnato nella figura 10 b), può considerarsi il circuito differenziale equivalente del cascodo; applicando il teorema di Norton all'impedenza \bar{Z} , costituita dal circuito risonante, tutta la parte del circuito a sinistra dei punti PM può considerarsi un generatore di resistenza interna $(\mu+2)r_a$ e corrente di cortocircuito $\mu(\mu+1)\bar{E}_g/(\mu+2)r_a$. Tenendo conto che il rapporto $(\mu+1)/(\mu+2)$ è praticamente uguale ad 1 e che è $\mu/r_a = g_m$, la corrente del generatore assume il valore:

$$(6) \quad \frac{\mu(\mu+1)\bar{E}_g}{(\mu+2)r_a} \cong g_m \bar{E}_g,$$

ed il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore può ridisegnarsi nel modo *c*) della figura 10. Esso è del tutto equivalente a quello di un amplificatore usuale a circuito anodico accordato attuato con un tubo avente conduttanza mutua g'_m e resistenza anodica differenziale r'_a , espresse dalle formule:

$$(7) \quad g'_m \cong g_m \quad , \quad r'_a = (\mu + 2) r_a ;$$

data l'azione di schermo esercitata dalla griglia a potenziale fisso del secondo tubo, il cascode può pensarsi come un pentodo. Nel caso del doppio triodo impiegato nel cascode della figura 7, essendo $g_m = 6 \text{ mA/V}$, $r_a = 4 \text{ k}\Omega$, $\mu = 24$, il pentodo equivalente ha resistenza anodica differenziale $r'_a = 104 \text{ k}\Omega$ e conduttanza mutua $g'_m = 6 \text{ mA/V}$.

Con riferimento allo schema della figura 7 occorre osservare che mentre nel triodo con griglia a potenziale fisso non esiste alcuna retroazione del circuito d'uscita sul circuito d'entrata, questa retroazione esiste nel primo triodo in cui l'effetto della capacità placca-griglia non è neutralizzato; nei casi pratici, peraltro, la retroazione è minima perchè la tensione \bar{E}_k risulta appena più grande di \bar{E}_g e la corrente che attraversa la capacità placca-griglia è quindi assai piccola. A frequenze molto alte l'effetto di retroazione può dare qualche inconveniente per cui può rendersi necessaria la neutralizzazione; ma essa può compiersi con facilità e con mezzi circuitali assai semplici.

4. — Generalità sugli amplificatori a transistori.

L'applicazione dei transistori agli amplificatori per oscillazioni di alta frequenza fa sorgere le stesse difficoltà già viste in relazione alla capacità placca-griglia dei triodi; nei transistori, infatti, si manifesta, attraverso la capacità collettore-base, il medesimo tipo di interazione fra i circuiti d'uscita e d'entrata che si ha nei triodi. Ma prescindendo per il momento da questa difficoltà (che affronteremo nei due paragrafi seguenti), l'uso dei transistori impone la soluzione di altri problemi non aventi un corrispettivo negli amplificatori a tubi: problemi che provengono principalmente dalla bassa resistenza d'ingresso dei transistori.

Consideriamo nella figura 11 lo schema di principio di un amplificatore a transistori che ripete quello dell'amplificatore a circuito anodico accordato con accoppiamento a capacità, attuato con pentodi (Cap. III,

n. 2, fig. 2). Il transistor 2 offre, fra base e massa, una resistenza (*resistenza differenziale di base, r_b*) piuttosto bassa, dell'ordine di mille ohm e meno, la quale, attraverso C_a , viene riportata in parallelo al circuito

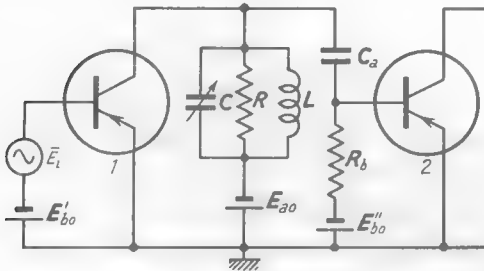


Fig. 11 — Schema di principio provvisorio di un amplificatore a transistori per oscillazioni di alta frequenza.

risonante: il suo effetto è normalmente quello di abbassarne fortemente il coefficiente di risonanza, portando spesso la banda passante dell'amplificatore a valori intollerabilmente grandi.

Si rimedia a questa difficoltà stabilendo il collegamento fra i due stadi mediante un accoppiamento a mutua induzione, nel modo

schematicamente indicato nella figura 12 a): una conveniente scelta del coefficiente di mutua induzione M consente di *adattare* (Cap. II, n. 11)

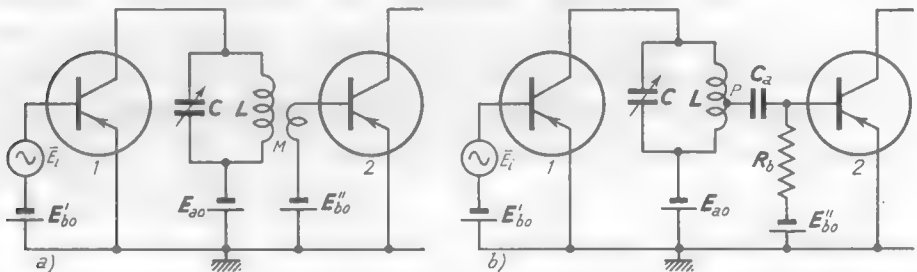


Fig. 12 — Sistema di accoppiamento fra due stadi aventi lo scopo di *adattare* al primo la resistenza d'ingresso del secondo.

la resistenza d'ingresso dello stadio 2 al circuito risonante, così da ottenere la voluta selettività ⁽¹⁾. Un altro metodo per raggiungere il medesimo risultato è quello di stabilire l'accoppiamento per via *autotrasformatorica* (Cap. II, n. 11, fig. 23) nel modo indicato nella figura 12 b):

⁽¹⁾ - La resistenza R che nello schema della figura 11 ha lo scopo di regolare la banda passante ad un valore predeterminato (onde ottenere la voluta selettività) non ha più motivo di esistere perchè al medesimo scopo si provvede con una conveniente scelta di M .

l'adattamento della resistenza d'ingresso al circuito risonante è ottenuto con una conveniente scelta della posizione della presa intermedia dell'induttore.

Negli schemi considerati il circuito risonante è alimentato dal transistore, che si comporta come un generatore (*generatore differenziale equivalente*); in alcuni casi — e specialmente per transistori non moderni — la resistenza interna di tale generatore (*resistenza differenziale di collettore, r_c*) è piuttosto bassa ed esercita un effetto deprimente sul coefficiente di risonanza, che può non essere accettabile. In tali casi occorre compiere un nuovo adattamento di impedenza fra il generatore ed il circuito risonante (Cap. II, n. 9); esso può effettuarsi con un accop-

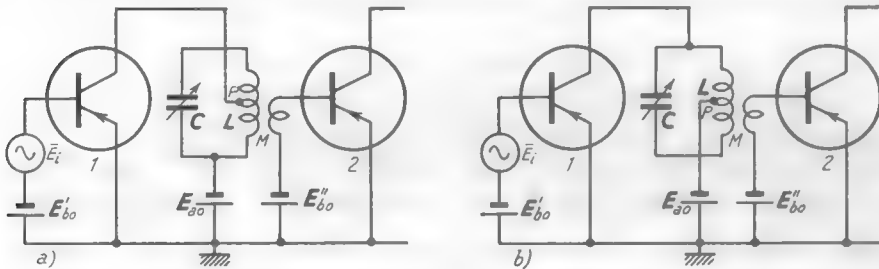


Fig. 13 — Adattamento fra il generatore equivalente al transistore ed il circuito risonante.

piamento per mutua induzione (Cap. II, n. 9, fig. 18) o, più comunemente, col *sistema autotrasformatorico* introdotto nel n. 9 del Cap. II (fig. 20). Due schemi di questo tipo, del tutto analoghi fra loro e derivanti da quello della figura 12 a), sono riportati nella figura 13: in entrambi l'alimentazione del circuito risonante da parte del generatore avviene fra un estremo dell'induttore ed una sua presa intermedia P ; nel primo questa è collegata al collettore, nel secondo all'emettitore (tramite l'alimentatore anodico). Con un'accurata scelta della posizione intermedia dell'induttore e del coefficiente di mutua induzione possono stabilirsi le condizioni di *adattamento ottimo* sia entro il singolo stadio (fra il transistore ed il circuito risonante), sia fra gli stadi successivi: a tale adattamento ottimo corrispondono anche le condizioni di *massima amplificazione* (di potenza, di tensione e di corrente) dell'amplificatore.

I vari schemi esaminati non sono, in realtà, completi: nel paragrafo seguente vedremo l'applicazione ad essi dei sistemi di *neutralizzazione*.

5. — Neutralizzazione degli amplificatori a transistori. Entrata di emettitore.

Come negli amplificatori a triodi, la capacità esistente fra il collettore e la base C_{cb} (Vol. I, Cap. X, n. 12) provoca il passaggio dal primo alla seconda di una corrente che, sovrapponendosi alla corrente d'ingresso, turba il funzionamento dell'amplificatore. In analogia con quanto si fa per il triodo, la *neutralizzazione* del sopradetto effetto si compie provocando nel circuito di base una corrente \bar{J}_n uguale ed opposta a quella che attraversa C_{cb} ; i metodi per ottenere ciò sono i medesimi di quelli usati per i triodi.

Il sistema di neutralizzazione indicato nella figura 14 a) è del tipo *neutrodina* (n. 2, fig. 1 b) ed è ottenuto sfruttando l'avvolgimento secondario

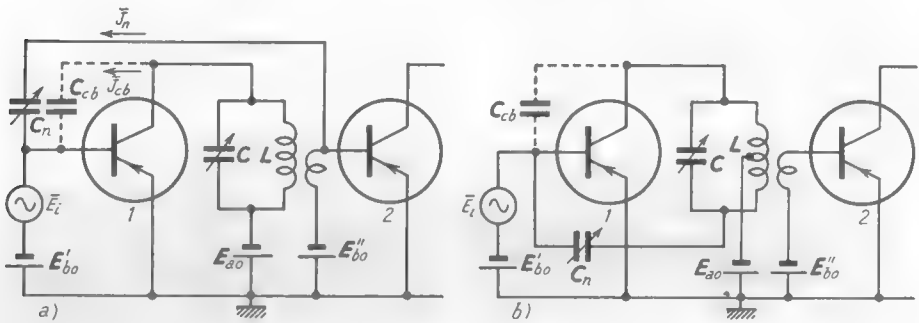


Fig. 14 — Sistemi di neutralizzazione degli amplificatori a transistori.

dario già utilizzato per l'accoppiamento e l'adattamento d'impedenza fra gli stadi 1 e 2: la neutralizzazione si verifica quando il verso dell'avvolgimento secondario e l'entità della *capacità di neutralizzazione* C_n sono scelti in modo che la corrente \bar{J}_n risulti uguale ed opposta alla corrente \bar{J}_{cb} che fluisce attraverso C_{cb} .

Nella figura 14 b) è indicato il sistema di *neutralizzazione a ponte* per la cui spiegazione ci si può basare su quanto è stato detto per l'identico circuito usato per i triodi (n. 2, figg. 2-3). Si può osservare che lo schema dell'amplificatore della figura 14 b) è derivato da quello della figura 13 b) e ne costituisce il completamento; il metodo della neutrodina (fig. 14 a) può servire a completare lo schema a) delle figure 12 e 13.

Molto usato, specialmente negli amplificatori operanti a frequenze dell'ordine delle centinaia di megahertz, è il sistema dell'*autoneutraliz-*

zazione (n. 3) ottenuto mantenendo a potenziale fisso la base ed applicando il segnale da amplificare all'emettitore. L'amplificatore ad entrata di emettitore che così si ottiene (fig. 15) corrisponde perfettamente all'amplificatore a triodo ad entrata catodica (n. 3, fig. 5): identica ne è la spiegazione di funzionamento per cui ad essa si rimanda.

L'uso dei transistori con base a massa (ossia con base a potenziale fisso) è storicamente precedente a quello con emettitore a massa ed entrata di base, considerato fino ad ora: esso risale al pe-

riodo in cui i transistori usati erano del tipo *a punte* (Vol. I, Cap. VIII, n. 8) e la base, oltre che essere l'effettiva base di germanio su cui appoggiavano le due punte metalliche, era anche la base dei potenziali. Spesso nei cataloghi dei transistori sono fornite particolari famiglie di caratteristiche relative al funzionamento con base a massa ed entrata di emettitore; unitamente ai parametri differenziali da esse ricavati, le suddette caratteristiche consentono i calcoli negli amplificatori con entrata di emettitore usando gli stessi metodi visti per gli amplificatori ad entrata di base finora considerati.

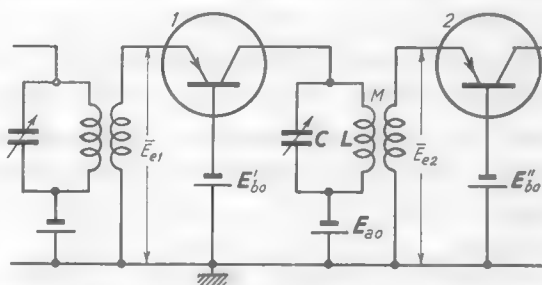


Fig. 15 — Amplificatore con entrata di emettitore.

6. — Amplificatori a transistori con interazione controllata.

Già nel n. 1 si è accennato al fatto che negli amplificatori a transistori è possibile, con opportuni accorgimenti, fare a meno dei circuiti di neutralizzazione: ne daremo qui un rapido cenno.

In assenza di neutralizzazione, il collegamento capacitivo esistente fra il collettore e la base dei transistori provoca un effetto di reazione interna dell'amplificatore. Se questo è selettivo — come è il caso che stiamo studiando — la presenza dei circuiti risonanti fa sì che la fase della tensione di collettore vari di valore e di segno nell'intorno della frequenza di accordo e ciò porta che la reazione risulta negativa per certe frequenze, positiva per altre. Il risultato è una diminuzione di

amplificazione in corrispondenza alle prime ed un aumento in corrispondenza alle seconde; tutto ciò, non solo provoca una profonda modificazione della curva di risposta dell'amplificatore, ma può anche condurre alla nascita di oscillazioni spontanee in corrispondenza alle frequenze in cui la reazione positiva è molto spinta.

È peraltro possibile ovviare a questi inconvenienti pre-alterando la curva di risposta dell'amplificatore in modo che la reazione, opportunamente dosata, la riporti ad avere l'andamento desiderato e non conduca all'esaltazione eccessiva dell'amplificazione che dà luogo ad oscillazioni spontanee. La pre-alterazione della risposta dell'amplificatore alle varie frequenze ed il dosaggio della reazione si ottengono variando l'accordo dei circuiti risonanti rispetto alla frequenza centrale della curva di risposta desiderata ed inoltre stabilendo il collegamento fra i suddetti circuiti ed i transistori in condizioni diverse da quelle di *adattamento ottimo*, di cui si è detto nel n.4 ⁽¹²⁾. Gli amplificatori così ottenuti possono dirsi *ad interazione controllata* ma sono anche chiamati *a circuiti disadattati*.

Lo studio quantitativo di un amplificatore a più stadi con interazione controllata è tutt'altro che immediato e sarebbe difficilmente affrontabile in questo testo a carattere generale ⁽¹³⁾: ci limiteremo perciò ad un solo esempio, molto semplice, che svolgeremo in appendice al paragrafo. L'attuazione pratica degli amplificatori, invece, non presenta particolari difficoltà ed ha ormai diffusione molto vasta specialmente negli amplificatori dei radioricevitori: il metodo è di applicazione particolarmente agevole se si usano i più moderni tipi di transistori nei quali si è riusciti a ridurre a valori molto modesti l'effetto di interazione fra il collettore e la base. Nella figura 16 è indicato un amplificatore ad interazione controllata, operante sulla frequenza di 10,7 MHz, destinato ad un ricevitore domestico a modulazione di frequenza. I singoli stadi sono a filtro di banda, il cui accordo è eseguito regolando la posizione del nucleo ferromagnetico degli induttori; il collegamento fra il circuito risonante secondario di ciascun filtro di banda e la base del transistore

⁽¹²⁾ - La riduzione di amplificazione che ciò provoca rispetto alle condizioni di ottimo è in parte ovviata, di solito, dall'esistenza della reazione positiva.

⁽¹³⁾ - Una trattazione esauriente è contenuta nei due articoli della rivista « Alta Frequenza »: M. MARTINI, P. SCHIAFFINO - *Stabilità, guadagno e banda negli amplificatori a transistori monostadio* (A. F. - 1965, n. 12, pag. 869) e *bistadio* (A. F. - 1966, n. 6, pag. 438).

seguito è eseguito col metodo autotrasformatorio visto nel n. 4, mentre il circuito risonante primario è connesso direttamente al collettore. Naturalmente, dall'esame dello schema nulla appare dei metodi impiegati per la pre-alterazione della curva di risposta ed il dosaggio della reazione: essi consistono sostanzialmente nell'oculata scelta delle frequenze d'accordo e dei coefficienti di risonanza dei circuiti risonanti, cose che potrebbero risultare solo da un difficile esame quantitativo degli elementi del circuito.

A differenza degli schemi di amplificatori considerati nei due paragrafi precedenti, quello della figura 16 è uno schema completo e quotato:

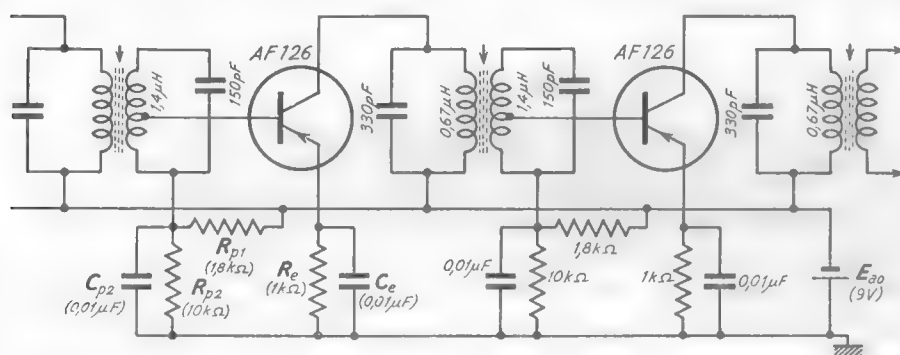


Fig. 16 — Esempio quotato di amplificatore ad interazione controllata del tipo a filtro di banda.

in particolare in esso sono visibili i gruppi di stabilizzazione (R_e, C_e) in serie agli emettitori ed i circuiti di polarizzazione delle basi (R_{p1}, R_{p2}) attuati coi metodi visti nel Vol. I (Cap. X, n. 14). Le capacità C_{p2} , in parallelo alle resistenze R_{p2} , hanno funzione di cortocircuiti per le oscillazioni di alta frequenza e collegano a massa il punto inferiore dei circuiti risonanti d'ingresso: esse fanno sì che i partitori resistivi destinati alla polarizzazione di base non esercitino alcun effetto sul segnale di alta frequenza.

APPENDICE: STUDIO DI UN SEMPLICE AMPLIFICATORE AD INTERAZIONE CONTROLLATA. Consideriamo l'amplificatore selettivo della figura 17 a): in esso il generatore (\bar{E}_i, R_i) ed il circuito risonante collegati alla base del transistor possono indicare uno stadio di amplificazione precedente, mentre la resistenza R_u collegata al collettore rappresenta un utilizzatore.

Se il segnale prodotto dal generatore è sufficientemente piccolo, l'amplificatore può essere studiato col metodo del circuito differenziale: basterà, per questo, sostituire al transistor il suo *quadripolo differenziale equivalente* e considerare, dell'intero schema, le sole parti che interessano il segnale. Ciò è fatto nella figura 17 b) nell'ipotesi che le capacità C_a , C'_a e C_e si comportino come cortocircuiti: al posto dello schema *serie* del generatore del segnale si è usato per comodità lo schema *parallelo* (corrente di cortocircuito \bar{E}_i/R_i ; resistenza interna R_i).

Quando si lavora — come in questo caso — in alta frequenza, conviene impiegare, per il quadripolo differenziale equivalente del transistor, lo *schema di Giacoletto*, da noi introdotto nel Vol. I (Cap. X, n. 12, fig. 37 b); si ottiene allora lo schema della figura 18, in cui si sono con-

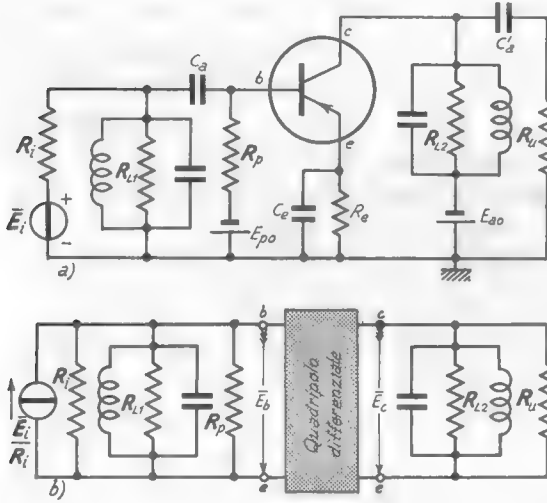


Fig. 17 — Semplice amplificatore selettivo e suo circuito differenziale.

viene impiegare, per il quadripolo differenziale equivalente del transistor, lo *schema di Giacoletto*, da noi introdotto nel Vol. I (Cap. X, n. 12, fig. 37 b); si ottiene allora lo schema della figura 18, in cui si sono con-

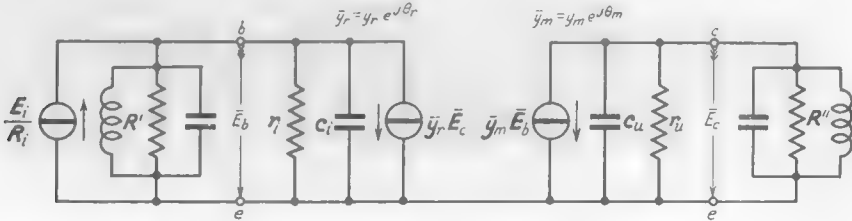


Fig. 18 — Circuito differenziale completo dell'amplificatore.

globate nell'unica resistenza R' le resistenze R_i, R_{L1}, R_p e nella resistenza R'' le resistenze R_{L2} ed R_u . I valori delle resistenze differenziali r_i, r_u e delle capacità c_i e c_u , oltre che delle ammettenze $\bar{y}_r = y_r e^{j\theta_r}$, $\bar{y}_m = y_m e^{j\theta_m}$ sono forniti dai cataloghi in corrispondenza alle frequenze di più comune impiego.

Conviene semplificare lo schema della figura 18 riunendo la resistenza R' ed r_i in un'unica resistenza R_i , le resistenze r_u ed R'' in una resistenza R_s ed inoltre conglobando le capacità interne del transistor, c_i e c_u , con le capacità dei due circuiti risonanti: il circuito assume allora la schematica configurazione indicata nella figura 19, assai agevole per i calcoli. In esso il generatore di corrente $\bar{y}_r \bar{E}_c$ è il responsabile della retroazione che si esercita fra il circuito d'uscita e quello d'entrata;

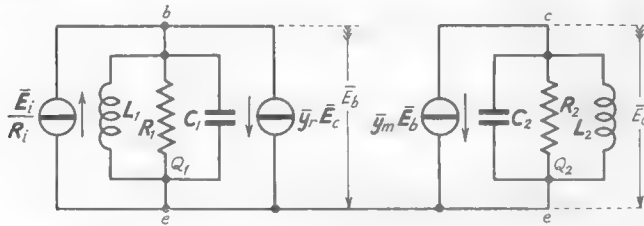


Fig. 19 — Schema semplificato del circuito differenziale.

manifestamente la reazione è tanto minore, a parità di \bar{E}_c , quanto più piccola è l'ammettenza di reazione \bar{y}_r , la quale sarebbe nulla in un transistor ideale.

Osserviamo che nel circuito risonante d'ingresso — di cui diremo \bar{Z}_i l'impedenza — agiscono le correnti \bar{E}_i/R_i ed $\bar{y}_r \bar{E}_c$, mentre nel circuito d'uscita (di cui diremo \bar{Z}_s l'impedenza) agisce la sola corrente $\bar{y}_m \bar{E}_b$. Dati i versi delle correnti ed i segni prescelti per le tensioni, si possono allora scrivere le equazioni:

$$(1) \quad \begin{cases} \bar{E}_b = \left(\frac{\bar{E}_i}{R_i} - \bar{y}_r \bar{E}_c \right) \bar{Z}_i, \\ \bar{E}_c = -\bar{y}_m \bar{E}_b \bar{Z}_s. \end{cases}$$

Sostituendo la prima nella seconda, si ottiene, dopo alcuni passaggi, la relazione:

$$(2) \quad \frac{\bar{E}_c}{\bar{E}_i} = \frac{-\bar{y}_m \bar{Z}_i \bar{Z}_s}{R_i (1 - \bar{y}_r \bar{y}_m \bar{Z}_i \bar{Z}_s)},$$

la quale esprime l'amplificazione complessa \bar{A} , (Vol. I: Cap. X, n. 10; Cap. XIII, n. 4) dell'amplificatore in presenza della reazione. Se mancasse

la reazione ($\bar{y}_r=0$), la precedente diverrebbe:

$$(3) \quad \bar{A} = - \frac{\bar{y}_m \bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{R_1};$$

questa formula esprime l'amplificazione in assenza di reazione, cioè l'*amplificazione intrinseca* dell'amplificatore. Introducendo la (3) nella (2) si ottiene:

$$(4) \quad \bar{A}_r = \frac{\bar{E}_c}{\bar{E}_i} = \frac{\bar{A}}{1 + \bar{y}_r R_1 \bar{A}},$$

che, posto:

$$(5) \quad \bar{B} = -\bar{y}_r R_1,$$

si può riscrivere:

$$(6) \quad \bar{A}_r = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{B} \bar{A}}.$$

È, questa, la classica espressione dell'amplificazione complessa di un amplificatore in reazione (Vol. I, Cap. XIII, n. 4): questa formula — insieme con le espressioni (3) e (5) di \bar{A} e \bar{B} — consente di inquadrare lo studio dell'amplificatore considerato in quello generale degli amplificatori in reazione, da noi svolto nel Vol. I, Cap. XIII. In particolare, per individuare i campi di frequenza in cui la reazione è positiva ($|1 - \bar{B} \bar{A}| < 1$) e per verificare la *stabilità* dell'amplificatore (ossia l'impossibilità di auto-oscillazione) occorrerà valersi del metodo delle *curve luogo* e del *criterio di Nyquist* (Vol. I, Cap. XIII, n. 5): i calcoli relativi sono laboriosi ma non difficili.

Nella figura 20 è indicata a tratto grosso la curva luogo del numero complesso $\bar{A} \bar{B}$ nel caso particolare in cui i coefficienti di risonanza Q_1, Q_2 e le frequenze di risonanza f_1, f_2 dei due circuiti risonanti presenti nello schema della figura 17 sono uguali fra loro; le curve luogo disegnate a tratto sottile si riferiscono al caso in cui i circuiti risonanti, pur essendo ancora isofrequenziali, hanno coefficienti di risonanza diversi fra loro. Esse risultano *interne* alla prima e tali sarebbero anche se le frequenze f_2 ed f_1 fossero diverse fra loro come può dimostrarsi rifacendo i relativi calcoli.

Come è ben noto, la reazione è positiva per le frequenze corrispondenti alle zone delle curve luogo interne al cerchio che ha centro nel punto $P^*(1+j0)$ e raggio unitario (in figura la zona è tratteggiata): l'amplificatore è però stabile se le curve luogo non comprendono nel loro interno il punto P^* (criterio di Nyquist). Manifestamente se ciò avviene nelle condizioni $Q_1=Q_2, f_1=f_2$, a cui corrisponde la curva luogo più esterna, la proprietà varrà a maggior ragione nelle altre condizioni. Ne deriva che, per la stabilità dell'amplificatore, è sufficiente che l'uscita x , del punto in cui la curva luogo più esterna taglia l'asse reale sia inferiore ad uno. Non è difficile provare col calcolo ⁽¹⁴⁾ che la suddetta ascissa ha il valore:

$$(7) \quad x_s = \frac{1}{2} y_m y_r R_1 R_2 (1 - \cos \theta) ,$$

dove l'angolo $\theta = \theta_r + \theta_m$ è la somma degli argomenti delle ammettenze complesse \bar{y}_r ed \bar{y}_m . Deriva da ciò che la condizione sufficiente per la

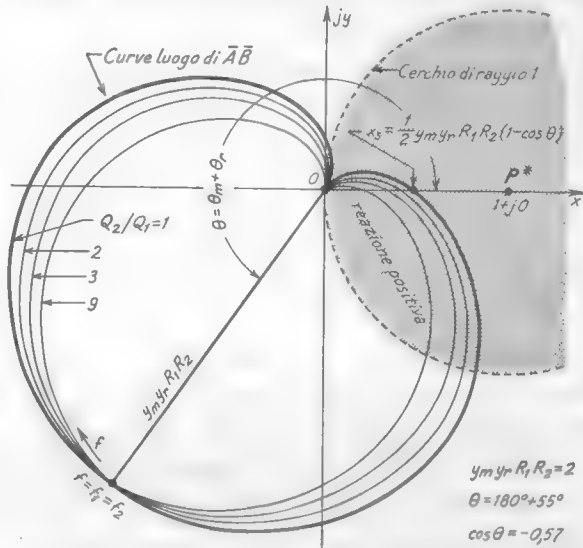


Fig. 20 — Curve luogo di $\bar{A}\bar{B}$ per l'amplificatore della figura 18, nel caso in cui le frequenze di accordo dei due circuiti risonanti sono uguali fra loro.

⁽¹⁴⁾ - Basterà considerare l'espressione $\bar{A}\bar{B} = \bar{y}_m \bar{y}_r \bar{Z}_1 \bar{Z}_2$ e scriverla nella forma canonica $\bar{A}\bar{B} = x + jy$, dove x ed y sono funzioni della frequenza, $x = x(f)$, $y = y(f)$, che rappresentano, per ogni valore di f , l'ascissa e l'ordinata del corrispondente punto della curva luogo di $\bar{A}\bar{B}$. Dall'equazione $y(f) = 0$ si individua il valore f_s di f in corrispondenza a cui l'ordinata della curva luogo è nulla (punti di incontro della curva luogo con l'asse reale); il valore f_s così trovato si sostituisce nell'espressione di $x = x(f)$ e si trova così il valore di $x_s = x(f_s)$.

stabilità dell'amplificatore risulta:

$$(8) \quad \frac{1}{2} y_m y_r R_1 R_2 (1 - \cos \theta) < 1 .$$

L'inverso di x_s , si suole chiamare *coefficiente di stabilità di Stern* e si indica con la lettera k :

$$(9) \quad k = \frac{1}{x_s} = \frac{2}{y_m y_r R_1 R_2 (1 - \cos \theta)} ;$$

evidentemente *quanto più grande è k tanto più stabile risulta l'amplificatore*.

La costruzione della figura 20 si riferisce al transistore AF 126 operante nell'intorno della frequenza di 10,7 MHz; nelle condizioni di riposo suggerite dal costruttore, per esso risulta $y_r = 0,1$ mA/V, $y_m = 32$ mA/V, $\theta_r = 260^\circ$, $\theta_m = 335^\circ$ ⁽¹⁵⁾ e, corrispondentemente, $y_m y_r = 3,2 \cdot 10^{-6}$, $\cos \theta = -0,57$. Le curve luogo indicate nella figura 20 si riferiscono ad un coefficiente di Stern $k = 2,35$; per questo le resistenze complessive dei circuiti d'entrata e d'uscita sono scelte in modo che risulti $R_1 R_2 = 6,2 \cdot 10^{-5}$, valore che, introdotto nella (7) fornisce $x_s = 0,43$ e quindi appunto $k = 1/x_s = 2,35$.

7. — Regolazione dell'amplificazione negli amplificatori a transistori.

Negli amplificatori a transistori, come in quelli a tubi, è generalmente necessario predisporre un sistema di regolazione dell'amplificazione. Come negli amplificatori a tubi (Cap. III, n. 6) la regolazione si effettua variando le condizioni di riposo dei transistori, il che si ottiene nel modo più comodo regolando la polarizzazione di base.

Con riferimento allo schema di principio di amplificatore indicato nella figura 21 a), si trova che variando il valore della E_{b_0} varia il valore dell'amplificazione dello stadio: precisamente *l'amplificazione aumenta o diminuisce all'aumentare od al diminuire (in valore assoluto) della tensione E_{b_0}* .

⁽¹⁵⁾ - I valori degli altri elementi del quadripolo differenziale sono: $r_i = 600 \Omega$, $r_o = 25 \text{ k}\Omega$, $c_i = 60 \text{ pF}$, $c_o = 3,5 \text{ pF}$. La capacità interna che provoca la retroazione dal collettore alla base è dell'ordine di 1,5 pF.

Come sappiamo, usualmente la polarizzazione di base è ottenuta dalla tensione di alimentazione mediante un partitore resistivo, come nell'esempio della figura 16: in tal caso la regolazione della polarizzazione si ottiene mediante una separata sorgente di tensione regolabile E_r (di cui vedremo l'origine), avente segno opposto alla batteria di alimentazione e disposta nel modo indicato nella figura 21 b). Il complesso, visto dai morsetti $A B$ si comporta come il generatore indicato nella figura 21 c), la cui f. e. m. può essere scelta del valore e segno adatti per la corretta

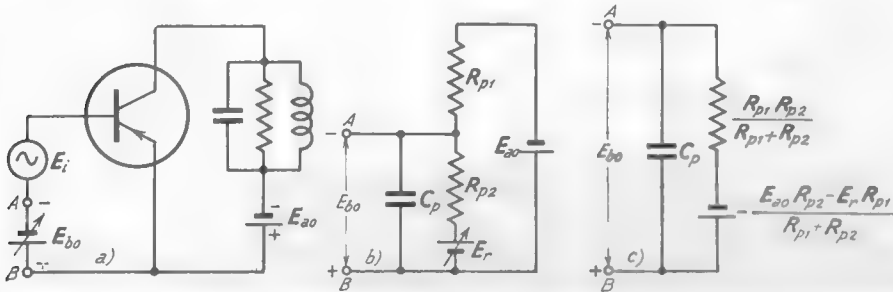


Fig. 21 — Principio della regolazione dell'amplificazione agendo sulla polarizzazione di base.

polarizzazione della base ed è regolabile agendo sul valore di E_r ⁽¹⁶⁾: è facile verificare che più grande è E_r , minore risulta il valore assoluto della f. e. m. del generatore equivalente e quindi (per quanto detto più sopra) più piccola risulta l'amplificazione dello stadio.

Nella figura 22 a) è mostrato un esempio di applicazione del metodo accennato ad un amplificatore del tipo della figura 16. Come già si è detto per gli amplificatori a tubi (Cap. III, n. 6), tale metodo di regolazione dell'amplificazione è alla base della *regolazione automatica di sensibilità* dei ricevitori (Cap. X, n. 6), mediante la quale questi sono resi automaticamente più o meno sensibili a seconda dell'intensità dei segnali in arrivo. In questa applicazione, come vedremo, la tensione di regolazione E_r è ottenuta mediante un raddrizzatore la cui tensione d'ingresso è ricavata dal segnale d'arrivo stesso: nello schema della figura 22 b) la resistenza

⁽¹⁶⁾ - La spiegazione dello schema della figura 21 c) e le relative formule si ottengono mediante il teorema di Thevenin. La funzione del condensatore C_p è quella di stabilire un cortocircuito per le oscillazioni a radiofrequenza fra i morsetti A e B .

R_{p2} e la capacità C_{p2} hanno parte del raddrizzatore stesso esercitando

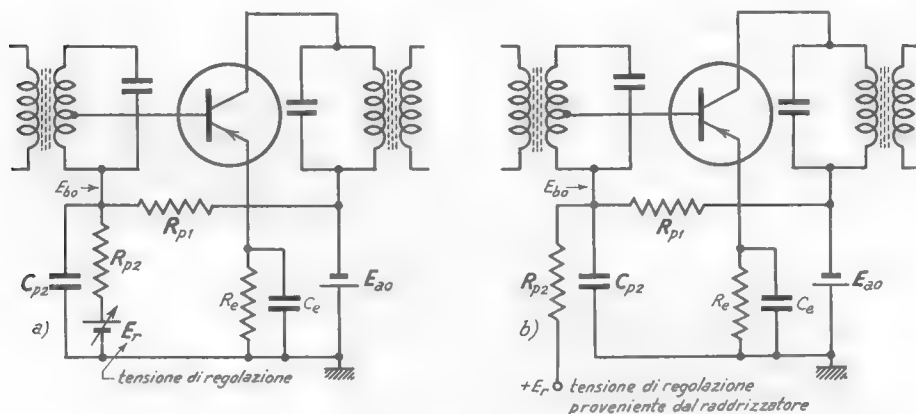


Fig. 22 — Applicazione della regolazione di amplificazione ad un amplificatore del tipo della figura 16.

(oltre che il compito già visto) la funzione di *filtro di livello* della tensione raddrizzata.

APPENDICE: ESAME DEL METODO DI REGOLAZIONE DELL'AMPLIFICAZIONE. Per renderci conto della possibilità di regolare l'amplificazione col metodo esposto, consideriamo il circuito differenziale dell'amplificatore

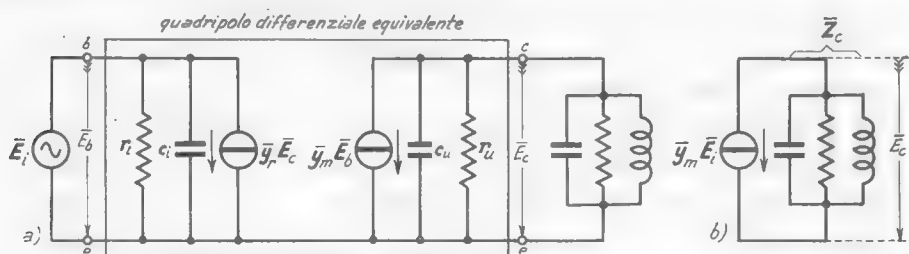


Fig. 23 — Circuito differenziale, completo e ridotto, dell'amplificatore della fig. 21.

della figura 21 a), che risulta quello della figura 23 a): in esso è stato usato, per il quadripolo differenziale lo schema di Giacometti, già utilizzato nell'appendice del numero precedente.

Per evitare i calcoli relativi al circuito di base e la necessità di tener conto dell'effetto di retroazione interna fra collettore e base, supporremo

che il generatore d'ingresso sia a tensione costante (*generatore ideale di tensione*): allora si ha semplicemente $\bar{E}_b = \bar{E}_i$. Nel circuito di collettore, poi, conglobiamo c_u ed r_u alla capacità ed alla resistenza del circuito risonante, ottenendo il semplice circuito della figura 23 b). Detta \bar{Z}_c l'impedenza del circuito risonante così ottenuto si ha, allora, subito:

$$(1) \quad \bar{E}_c = -\bar{y}_m \bar{E}_i \bar{Z}_c ,$$

ed in modulo:

$$(2) \quad E_c = y_m E_i Z_c .$$

Se ne deduce che l'amplificazione di tensione ha il valore:

$$(3) \quad A = \frac{E_c}{E_i} = y_m Z_c ,$$

direttamente proporzionale a quello dell'*ammettenza mutua* del transistore, y_m .

Il valore dell'ammettenza mutua y_m (come quello della conduttanza mutua nei tubi) non è una costante ma varia a seconda delle condizioni in cui il transistore è fatto lavorare: in particolare esso è strettamente dipendente dal valore della corrente di emettitore I_e ⁽¹⁷⁾, risultando tanto più piccolo quanto più piccolo è il valore assoluto della corrente stessa. Nella figura 24 è mostrato, a titolo di esempio, il modo di variare di y_m al variare di I_e in un tipico transistore usato negli amplificatori di cui ci stiamo occupando: poichè il valore di I_e può essere facilmente regolato agendo sulla polarizzazione di base, risulta del tutto chiara la possibilità di variare y_m (e, di conseguenza, l'amplificazione A) agendo sulla tensione di polarizzazione E_{bo} (fig. 21 a): all'aumentare od al diminuire del valore assoluto di E_{bo} cresce o diminuisce il valore assoluto di I_e ed in concomitanza i valori di y_m e di A .

In realtà la situazione è più complicata: non solo y_m , ma anche gli altri parametri del quadripolo differenziale equivalente, dipendono dal valore della corrente di emettitore. Pertanto, ogni variazione della pola-

⁽¹⁷⁾ - La corrente di emettitore è uguale alla somma della corrente di collettore e della corrente di base: in pratica essa differisce così poco dalla corrente di collettore da potersi confondere con essa.

rizzazione di base — intesa a variare, attraverso la variazione di y_m , il valore di A — provoca una loro variazione. Ciò provoca qualche difficoltà pratica, a cui peraltro si può ovviare con un'oculata progettazione,

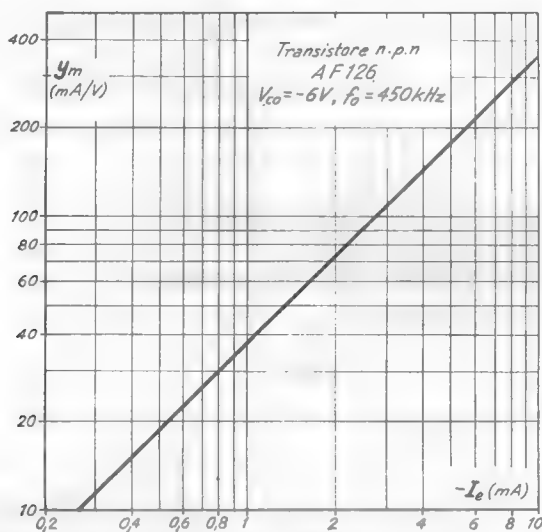


Fig. 24 — Dipendenza, in un caso particolare, dell'ammettenza mutua dalla corrente di emettitore.

ed una notevole difficoltà di indagine teorica; ciò vale specialmente nel caso reale in cui il generatore d'ingresso non è a tensione costante e non si può quindi più prescindere dall'effetto di retroazione fra collettore e base.

CAPITOLO V

AMPLIFICAZIONE DI POTENZA IN ALTA FREQUENZA

1. — Considerazioni generali.

Nei due capitoli precedenti ci siamo occupati del problema dell'amplificazione di oscillazioni di alta frequenza: ma abbiamo fatto riferimento solo ad oscillazioni di piccola ampiezza, quali sono quelle che si incontrano essenzialmente negli apparati riceventi. Quando l'ampiezza delle oscillazioni è grande, e quando si debba con esse alimentare utilizzatori che richiedono potenza, sorgono problemi nuovi che occorre affrontare soprattutto in relazione all'applicazione ai radiotrasmittitori.

Schematicamente gli amplificatori che ci accingiamo a studiare non sono diversi da quelli esaminati nei capitoli precedenti: diversi, invece, sono gli ordini di grandezza delle tensioni, delle correnti e delle potenze che in essi agiscono. La situazione è analoga a quella che abbiamo incontrato nello studio degli amplificatori di bassa frequenza (Vol. I, Cap. XII), non tanto per le distorsioni, che qui non hanno grande importanza ⁽¹⁾, quanto per la potenza dissipata nei tubi o nei transistori, che deve essere mantenuta più bassa possibile.

(1) - Poichè gli amplificatori sono selettivi, la presenza dei circuiti risonanti, accordati sulla frequenza dell'oscillazione, fa sì che il segnale d'uscita sia sinusoidale anche in presenza di distorsioni della corrente anodica o di collettore: grazie, infatti, alla selettività dei circuiti risonanti, le armoniche conseguenti alla suddetta distorsione sono senza effetto sul segnale d'uscita.

Nella figura 1 sono indicati due esempi di amplificatori che serviranno a dare concretezza alle nostre considerazioni: si sono usati pentodi che (insieme ai tetrodi ed ai tubi a fascio) non richiedono i circuiti di *neutralizzazione*. Questi devono essere inevitabilmente presenti — con le modalità viste nel capitolo precedente — quando si usino triodi o transistori: essi danno luogo ad una maggiore complicazione dello schema, senza peraltro incidere sul funzionamento generale, che rimane quello stesso che ora delineremo per i pentodi.

Nella figura 1 a) l'amplificatore applica, tramite la capacità C_a , una tensione alternata e_a di ampiezza $E_a=800\text{ V}$ ad un utilizzatore, rappre-

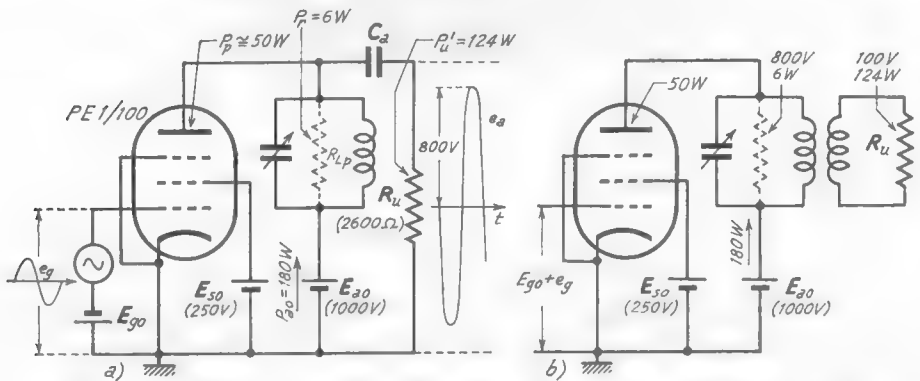


Fig. 1 — Esempi di amplificatori selettivi per ampi segnali: il primo è destinato ad applicare una tensione di ampiezza 800 V ad una resistenza di 2600 Ω , il secondo a fornire una potenza di 124 W ad un utilizzatore di 400 Ω .

sentato dalla resistenza $R_u=2600\ \Omega$; in questa resistenza si ha perciò la dissipazione di una potenza $E_a^2/(2R_u)=124\text{ W}$. La medesima potenza, nell'amplificatore b) è immessa in una resistenza di utilizzazione $R_u=400\ \Omega$ tramite un accoppiamento per mutua induzione: la tensione ai capi di R_u ha, in tal caso, un'ampiezza di circa 100 V. La potenza di 124 W che, in entrambi i casi, viene immessa nella resistenza di utilizzazione, è fornita dall'alimentatore anodico (E_{a0}): questo, peraltro, eroga una potenza P_{a0} più grande, perchè una parte, P_p , è dissipata entro il tubo ed una parte (molto più piccola), P_r , è dissipata entro il circuito risonante stesso. La potenza P_r è normalmente irrisoria di fronte alla potenza immessa in R_u (*potenza utile*); la potenza P_p , invece, può anche superare la potenza utile se non si opera correttamente. Con una progettazione accurata, però, essa può ridursi al 20 ÷ 30% della potenza fornita dall'alimentatore anodico.

Nei due esempi di amplificatori della figura 1 la potenza erogata dall'alimentatore anodico è $P_{ao} = 180 \text{ W}$, di cui sulla placca del tubo si dissipa l'aliquota $P_p = 50 \text{ W}$, pari a circa il 28%. La rimanente potenza $P_{ao} - P_p = 130 \text{ W}$ è disponibile per l'alimentazione dell'utilizzatore: essa è, in effetti, immessa in R_u , esclusa la modestissima frazione $P_r = 6 \text{ W}$ che è dissipata entro il circuito risonante ⁽²⁾.

Diremo P_u (*potenza utilizzabile o disponibile*) la differenza fra la potenza P_{ao} erogata dall'alimentatore e quella, P_p , dissipata nel tubo, $P_u = P_{ao} - P_p$; indicheremo invece con $P'_u = P_u - P_r$ la potenza fornita all'utilizzatore:

$$(1) \quad P_u = P_{ao} - P_p, \quad , \quad P'_u = P_u - P_r .$$

Il rapporto fra la potenza P'_u *utilizzata* e quella *disponibile* P_u :

$$(2) \quad \eta_t = \frac{P'_u}{P_u} = 1 - \frac{P_r}{P_u}$$

è il *rendimento nel trasferimento energetico* (dal circuito risonante all'utilizzatore) già introdotto nel Cap. II, n. 10 con simboli diversi ⁽³⁾; negli esempi della figura 1 ($P'_u = 124 \text{ W}$, $P_u = 130 \text{ W}$) risulta $\eta_t = 0,95$, il che significa che la potenza immessa nell'utilizzatore è il 95% di quella disponibile (differenza fra quella erogata dall'alimentatore e quella dissipata nel tubo). Come abbiamo già visto nel n. 10 del Cap. II, verificheremo nel n. 3 che la possibilità di ottenere un alto rendimento nel trasferimento energetico è legato all'accurato dimensionamento del circuito risonante e del suo accoppiamento all'utilizzatore (coefficiente di risonanza *a vuoto e sotto carico*).

Il rapporto fra la potenza disponibile per l'utilizzatore, P_u , e la potenza P_{ao} erogata dall'alimentatore:

$$(3) \quad \eta_c = \frac{P_u}{P_{ao}} = 1 - \frac{P_p}{P_{ao}} ,$$

(2) - La resistenza R_{Lp} , indicata con segno tratteggiato in parallelo all'induttanza ed alla capacità del circuito risonante, sta appunto ad indicare le perdite del circuito risonante stesso.

(3) - Nel suddetto n. 10 del Cap. II la potenza disponibile (P_u) era chiamata P_{tot} , mentre quella utilizzata (P'_u) era indicata con P_u .

è il *rendimento di conversione*, già introdotto nello studio degli amplificatori di potenza in bassa frequenza (Vol. I, Cap. XII); negli esempi considerati nella figura 1 ($P_{ao}=180\text{ W}$, $P_u=P_{ao}-P_v=130\text{ W}$) risulta $\eta_c=0,72$, il che significa che la potenza disponibile è il 72% di quella fornita dall'alimentatore.

Vedremo nei prossimi paragrafi che la possibilità di ottenere un buon rendimento di conversione è strettamente legata al modo con cui viene fatto operare il tubo (o il transistor) ed in particolare alla sua *classe di funzionamento*: delle classi di funzionamento, già introdotte nel Vol. I, Cap. XII, faremo un richiamo nel paragrafo seguente.

2. — Classi di funzionamento degli amplificatori.

Ricordiamo (Vol. I, Cap. XII, n. 8) che un amplificatore opera *in classe A* se la tensione di polarizzazione di griglia e l'ampiezza del segnale d'ingresso sono tali che *la corrente anodica passa durante tutto il periodo del segnale sinusoidale applicato*, $e_g = E_g \sin \omega_0 t$. Poichè al periodo corrisponde un angolo $\omega_0 t = 2\pi$, si suole dire che in classe A la corrente circola per 360° o, più comunemente, che *l'angolo di circolazione della corrente anodica è 360°* .

Un amplificatore opera *in classe B* se la tensione di polarizzazione di griglia E_{g0} è resa uguale alla tensione di interdizione V_{gi} : in tali condizioni, qualunque sia l'ampiezza del segnale d'ingresso, la corrente circola soltanto nel semiperiodo in cui esso è positivo. *L'angolo di circolazione è, allora, $\theta=180^\circ$* e la corrente anodica è costituita da guizzi periodici corrispondenti alle semionde positive del segnale d'ingresso.

Nel funzionamento *in classe C* la tensione di polarizzazione di griglia è, in valore assoluto, maggiore di V_{gi} , cioè è più negativa della tensione di interdizione; in assenza di segnale, quindi, la corrente anodica è nulla mentre, in presenza del segnale, la corrente passa in corrispondenza ad una frazione della sua semionda positiva. *L'angolo di circolazione è inferiore a 180°* e la corrente è costituita da guizzi periodici di durata inferiore al mezzo periodo. Nella figura 2, servendosi della caratteristica mutua dinamica relativa agli amplificatori della figura 1, è indicato un tipico funzionamento in classe C: la tensione di interdizione è $V_{gi} \cong -42\text{ V}$; la tensione di polarizzazione è $E_{g0} = -120\text{ V}$; l'ampiezza dell'oscillazione

sinusoidale d'ingresso è $E_g = 144 \text{ V}$ (*). La corrente anodica i_a passa quando la tensione di griglia è superiore a V_{gi} , il che avviene solamente per circa un terzo di periodo ($\theta \cong 125^\circ$); essa ha l'andamento a guizzo indicato in figura, con un valore massimo (valore di *picco*) $I_{aMax} = 0,8 \text{ A}$.

Gli amplificatori per oscillazioni di alta frequenza di cui ci stiamo occupando, potrebbero operare in tutte tre le classi di funzionamento sopra ricordate: ma, in pratica, *in classe A non si lavora mai* perchè il

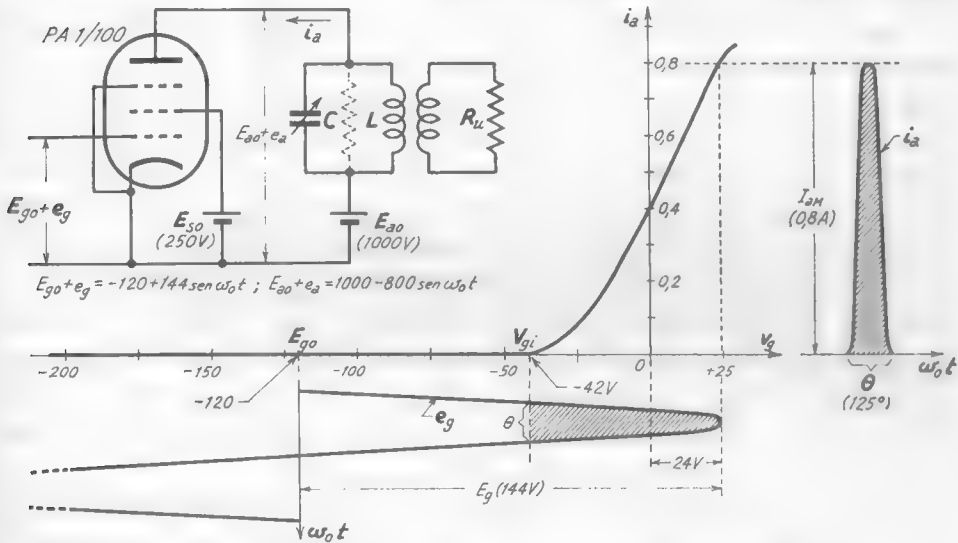


Fig. 2 — Funzionamento in classe C degli amplificatori della figura 1.

rendimento di conversione risulta troppo basso (inferiore al 50%). Si lavora, invece, normalmente, in classe C, a cui corrispondono, come vedremo, i rendimenti più elevati: in un sol caso particolare — quello dell'amplificazione di oscillazioni modulate in ampiezza — la classe C, come vedremo, non è adoperabile ed è necessario lavorare in classe B.

La possibilità di ottenere dall'amplificatore tensioni e correnti di uscita sinusoidali pur lavorando in classe B o C — cioè con corrente

(*) - Poichè la tensione di griglia è $V_g = E_{g0} + e_g = -120 + 144 \sin \omega_0 t$, in determinati intervalli di tempo la griglia diviene positiva; si ha allora corrente di griglia con conseguente dissipazione di potenza. Vedremo peraltro che questo inconveniente è nettamente compensato dall'aumento del rendimento di conversione che proviene dal rendere momentaneamente positiva la griglia.

anodica costituita da impulsi — può comprendersi con l'ausilio del Teorema di Fourier. È infatti ben noto (Vol. I, Cap. I, n. 11) che una qualunque grandezza periodica non sinusoidale può pensarsi come la somma di una grandezza costante (*valor medio* della grandezza data), di una grandezza sinusoidale avente la frequenza f_0 della grandezza periodica data (*oscillazione fondamentale* o *prima armonica*) e di un certo numero di grandezze sinusoidali le cui frequenze sono multiple intere di f_0 (*seconda armonica*, *terza armonica*, ecc.).

La corrente degli amplificatori operanti in classe B o C con segnali d'ingresso sinusoidali è una funzione periodica e può essere scomposta nella somma di una costante (*valor medio* degli impulsi) e delle varie armoniche: la corrente anodica risulta dunque la somma di una corrente continua e di componenti sinusoidali, di cui una (*fondamentale*) ha la stessa frequenza della tensione applicata alla griglia e le altre hanno frequenze multiple di questa. La scomposizione è stata già indicata nel Vol. I, Cap. I (n. 11, fig. 21) nell'ipotesi di impulsi che siano frazioni di senoide (*picchi* di senoide) corrispondenti ad un terzo di periodo ($\omega_0 t = \theta = 120^\circ$): nel diagramma della figura 3 sono indicati — in funzione dell'angolo di circolazione θ — i valori della corrente continua I_{am} e delle ampiezze J_{a1} , J_{a2} , J_{a3} delle prime tre armoniche, rapportati al valor massimo I_{aM} degli impulsi di corrente ^(b).

Poichè negli amplificatori di cui ci stiamo occupando il circuito anodico è selettivo (fig. 1) ed è accordato sulla frequenza del segnale d'ingresso, si avrà in uscita un segnale corrispondente alla sola prima armonica che ha, appunto, la suddetta frequenza. Il circuito risonante, infatti, presenta un'elevata impedenza (di carattere resistivo) soltanto per la componente fondamentale, mentre per le altre armoniche presenterà impedenza trascurabile; perciò ai suoi capi si stabilirà una tensione sinusoidale della stessa frequenza della tensione applicata alla griglia. Se, invece, il circuito risonante è accordato su un'armonica diversa, darà

^(b) - Il diagramma si riferisce al caso ideale in cui gli impulsi di corrente sono elementi di senoide: si prescinde con ciò dalla distorsione introdotta dalla curvatura della caratteristica mutua dinamica. In calcoli di prima approssimazione l'errore che da ciò deriva può essere trascurato; per un'approssimazione migliore si veda, ad esempio, il testo: F. E. TERMAN - *Electronic and Radio Engineering*, Cap. 13, fig. 13-7 (Ed. Mc Graw-Hill, New York, 1955).

tensione in uscita la sola componente della corrente anodica che ha quella frequenza: appare di qui la possibilità (di cui sarà indicato lo sfruttamento nel n. 11) di ottenere, mediante un amplificatore di classe *B* o *C*,

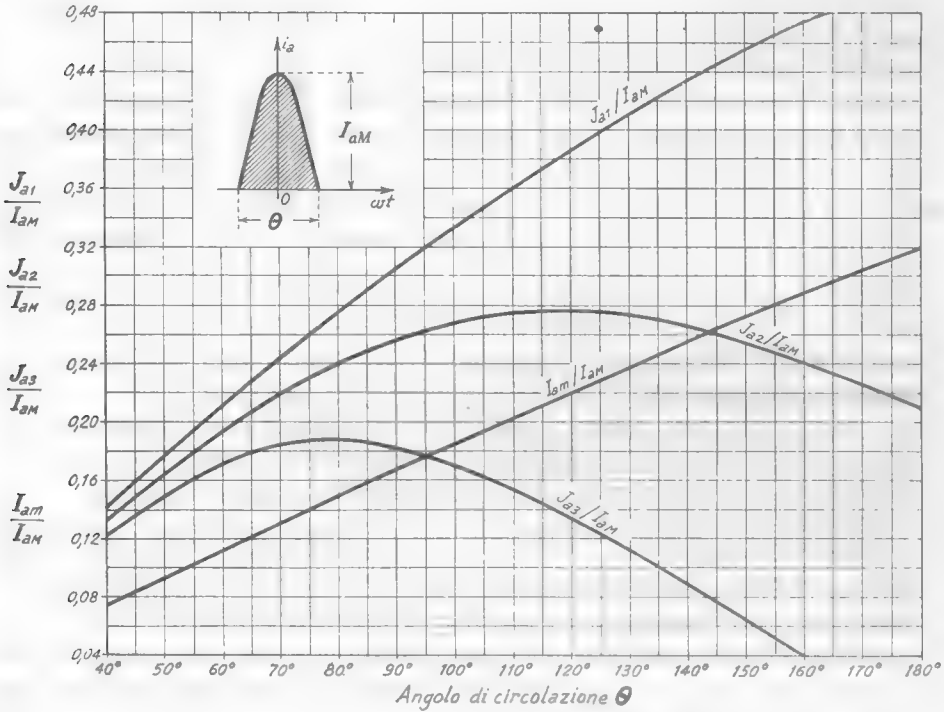


Fig. 3 — Andamento in funzione di θ del valor medio e delle ampiezze delle prime tre armoniche di impulsi di corrente (picchi di senoide).

oscillazioni di frequenza doppia, tripla, ecc., di quella del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore.

Prima di intraprendere lo studio del funzionamento in classe *C* o *B* qui delineato, conviene approfondire la conoscenza del ruolo svolto dal circuito risonante nella selezione dell'armonica desiderata e nel trasferimento di potenza all'utilizzatore.

3. — Il rendimento nel trasferimento della potenza dal circuito risonante all'utilizzatore.

Nell'amplificatore operante in classe *B* o *C* il circuito risonante ha il compito di ricavare dalla corrente ad impulsi che lo alimenta la ten-

sione e la corrente sinusoidali che sono applicate all'utilizzatore: la sua funzione fondamentale è, quindi, la *selezione* dell'armonica desiderata fra le varie componenti della corrente. Nel compiere tale funzione occorre che il circuito non introduca eccessive perdite, così che la potenza in esso dissipata in calore sia un'aliquota molto piccola della potenza disponibile per l'alimentazione dell'utilizzatore.

Il problema è già stato affrontato da un punto di vista generale nel Cap. II, n. 10: si è allora visto — e le conclusioni sono qui perfettamente valide — che per avere un elevato *rendimento nel trasferimento energetico* dal circuito risonante all'utilizzatore (n. 1, form. 2) occorre che il coefficiente di risonanza in assenza dell'utilizzatore, Q_v (coefficiente di risonanza *a vuoto*), sia grande di fronte al valore Q_c da esso assunto quando l'utilizzatore è collegato (coefficiente di risonanza *sotto carico*). Ciò deriva chiaramente dall'espressione del rendimento η_t , che risulta (Cap. II, n. 10, form. 5):

$$(1) \quad \eta_t = \frac{P_u'}{P_u} = 1 - \frac{Q_c}{Q_v}.$$

Le conclusioni pratiche sono che, per alimentare l'utilizzatore nel modo migliore col dato amplificatore, occorre, come prima cosa, impiegare un circuito risonante più buono possibile (Q_v alto) e poi fare in modo che il coefficiente di risonanza sotto carico Q_c sia il più basso possibile, naturalmente in maniera compatibile con la necessaria *selettività* ⁽⁶⁾. È una condizione, questa, difficile da ottenere, se si usa il collegamento a capacità (fig. 1 a) fra l'amplificatore e l'utilizzatore, perchè la resistenza R_u di questo è fissa e può accadere che essa renda Q_c troppo piccolo (con conseguente scarsa selettività) o non sufficientemente piccolo rispetto a Q_v , con conseguente scarso rendimento ⁽⁷⁾. Generalmente, quindi, s'impone un adattamento di impedenza fra l'utilizzatore ed il circuito risonante, che si compie coi metodi indicati nel n. 11 del Cap. II. Comunissimo è il metodo di accoppiamento per mutua induzione, usato nell'amplificatore della figura 1 b): regolando opportunamente il coefficiente di mutua

(6) - Ricordiamo che la selettività è commensurata alla banda passante B ; questa, alla frequenza f_o , ha il valore $B = f_o / Q_c$.

(7) - Nell'esempio della figura 1 a) la resistenza R_u è stata scelta ad arte in maniera tale da rendere il rapporto $Q_c / Q_v = 0,05$ ($R_{Lp} = 50 \text{ k}\Omega$, $Q_v = 300$; $R_u = 26000 \Omega$, $Q_c = 15$); risulta allora $\eta_t = 1 - 0,05 = 0,95$ da cui segue $P_u' = 0,95 P_u \cong 124 \text{ W}$, $P_r = 0,05 P_u \cong 6 \text{ W}$.

induzione fra i due induttori accoppiati, si può assegnare a Q_c — qualunque sia il valore di R_u — il valore desiderato nei confronti di Q_v ⁽⁸⁾. Quest'ultimo, in circuiti ben costruiti, ha valori dell'ordine di $200 \div 400$; occorre quindi, per un buon trasferimento energetico, che Q_c sia assai più piccolo di questi valori.

Naturalmente, come abbiamo più volte insistito, il valore di Q_c deve essere tale da garantire la necessaria selettività, al fine di eliminare le armoniche non desiderate o, quanto meno, ridurle a valori non dannosi ⁽⁹⁾. A titolo di esempio, il diagramma della figura 4 mostra, in un caso particolare (ma tipico) di funzionamento in classe C, la percentuale della seconda e terza armonica della tensione e corrente in R_u al variare del coefficiente di risonanza sotto carico, Q_c ; l'entità della seconda armonica si mantiene abbastanza piccola per $Q_c \geq 10$. Nell'intento di avere una percentuale di armoniche sufficientemente bassa e, contemporaneamente un buon rendimento nel trasferimento energetico, la pratica ha consigliato l'adozione per Q_c di valori compresi fra 10 e 15; se, ad esempio, con un conveniente adattamento dell'utilizzatore al circuito risonante, si fa in modo che sia $Q_c = 12$, basta che sia $Q_v = 240$ per avere un rendimento del 95%; questo poi sale al 97% se è $Q_v = 400$ ⁽¹⁰⁾.

Valori del coefficiente di risonanza Q_c più bassi di quelli detti dianzi possono essere adottati eliminando le armoniche pari, ed in particolare

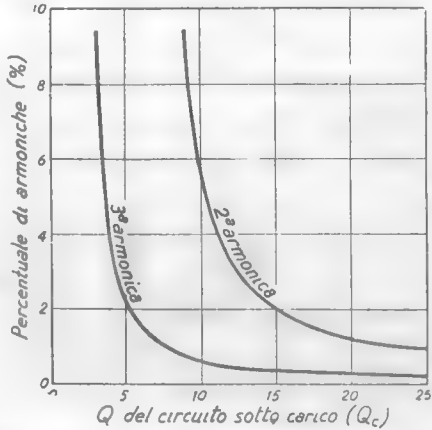


Fig. 4 — Percentuale di armoniche nella tensione e nella corrente di uscita in funzione di Q_c .

⁽⁸⁾ - Nell'esempio della figura 1 b) si è supposto che il coefficiente di accoppiamento sia tale da rendere $Q_c = 15$; nell'ipotesi che sia, come nella nota precedente, $Q_v = 300$, si ha, anche in tal caso, $\eta_t = 0,95$.

⁽⁹⁾ - Nel caso in cui l'utilizzatore rappresenti, ad esempio, un'antenna trasmittente, la presenza di armoniche nella corrente di uscita è dannosa perchè corrisponde ad irradiazione di energia da parte dell'antenna su frequenze (doppia, tripla, ...) diverse da quelle su cui il trasmettitore deve lavorare.

⁽¹⁰⁾ - Si ha $\eta_t = 1 - 12/240 = 0,95$ nel primo caso e $\eta_t = 1 - 12/400 = 0,97$ nel secondo.

Pagina mancante

Pagina mancante

Ai capi del circuito risonante si ha perciò una tensione di frequenza f_0 ed ampiezza:

$$(2) \quad E_a = J_{a1} R_{p0} = J_{a1} \omega_0 L Q_c ;$$

la tensione anodica del tubo (differenza fra la tensione di alimentazione E_{a0} e la tensione ai capi del circuito risonante $e_a = E_a \text{sen } \omega_0 t$) ha pertanto l'espressione:

$$(3) \quad \begin{aligned} v_a &= E_{a0} - e_a = E_{a0} - E_a \text{sen } \omega_0 t = \\ &= E_{a0} - \omega_0 L Q_c J_{a1} \text{sen } \omega_0 t , \end{aligned}$$

ed il suo andamento è quello indicato nella figura 6 c).

Per comprendere il vantaggio e gli scopi dell'amplificatore in classe C, immaginiamo di costituire, col medesimo circuito risonante LC e la medesima tensione di alimentazione E_{a0} , un amplificatore in classe A nel quale — alterando i valori di e_g , E_{g0} , ed eventualmente cambiando tubo — la corrente nel circuito risonante anodico e la tensione ai suoi capi coincidano rispettivamente con la corrente j_{a1} e la tensione e_a del precedente amplificatore operante in classe C. In tali condizioni la potenza P_u immessa nel circuito risonante (14) è la medesima in entrambi gli amplificatori: essa è espressa dal prodotto dei valori efficaci delle componenti alternate, a frequenza f_0 , della tensione e della corrente anodica ed hanno pertanto il valore

$$(4) \quad P_u = \frac{E_a J_{a1}}{2} = \frac{\omega_0 L Q_c J_{a1}^2}{2} .$$

L'andamento della corrente anodica e della tensione anodica nei due

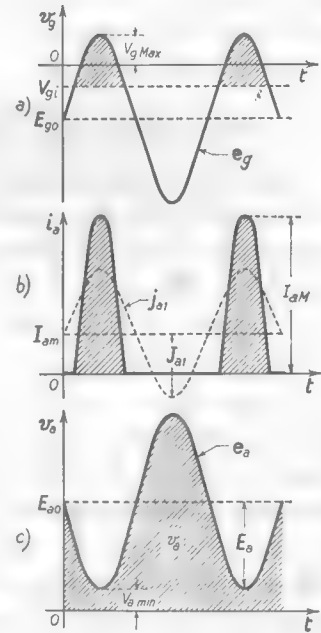


Fig. 6 — Andamento della tensione di griglia (a), della corrente anodica (b) e della tensione anodica (c) in un amplificatore di classe C.

(14) - E di qui trasferita alla resistenza di utilizzazione nella misura $P_u' = \eta P_u$.

amplificatori sarà del tipo indicato nella figura 7 (a, b): i diagrammi della tensione anodica sono identici, quelli della corrente anodica, invece, mostrano la differenza fra i due tipi di funzionamento. Il fatto fondamentale, che ci preme sottolineare, è che, a parità della componente alternata utile della corrente anodica ($j_a = j_{a1}$), la componente continua I_{am} nell'amplificatore di classe C è assai minore della corrispondente I_{a0} dell'amplificatore di classe A. La componente continua della corrente anodica,

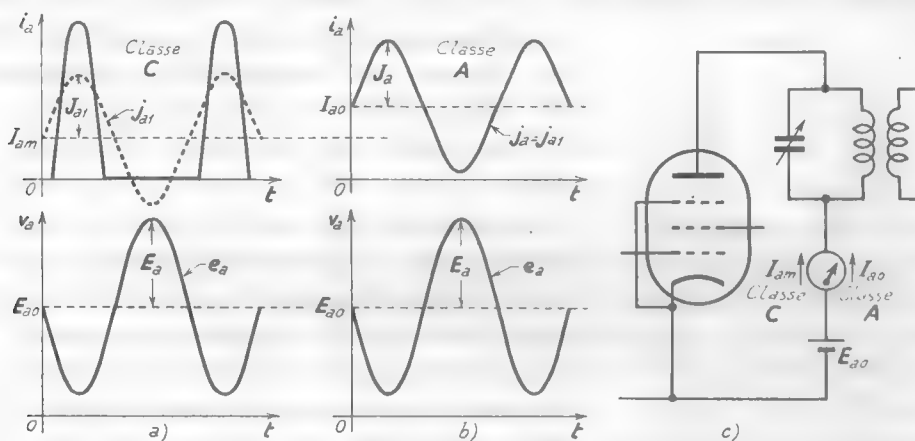


Fig. 7 — Confronto fra i diagrammi delle correnti e delle tensioni in classe C ed A; significato di I_{am} ed I_{a0} .

nei due casi, esprime la corrente media che l'alimentatore anodico eroga, quella che viene misurata da un amperometro posto in serie al circuito anodico (fig. 7 c); il suo prodotto per la tensione continua di alimentazione E_{a0} misura la potenza che l'alimentatore anodico eroga. Questa ha pertanto il valore $P_{a0} = E_{a0} I_{am}$ nell'amplificatore di classe C e $P'_{a0} = E_{a0} I_{a0}$ nell'amplificatore di classe A: poichè è $I_{a0} > I_{am}$ risulta $P'_{a0} > P_{a0}$. A parità di potenza immessa nel circuito risonante, P_u ⁽¹⁵⁾, l'amplificatore di classe A assorbe dunque più potenza dall'alimentatore anodico che non l'amplificatore di classe C: il rendimento di conversione è dunque maggiore nell'amplificatore di classe C che non in quello di classe A, come avevamo già più volte accennato.

Per dare concretezza a queste considerazioni, facciamo riferimento all'amplificatore preso come esempio nella figura 2. In esso gli impulsi

(15) - E quindi di potenza $P_u' = \eta_1 P_u$ immessa nell'utilizzatore.

di corrente anodica hanno un angolo di circolazione $\theta \cong 125^\circ$ ed un'ampiezza $I_{aM} = 0,8 \text{ A}$ (fig. 2); dal diagramma della figura 3, per $\theta = 125^\circ$, risulta approssimativamente $J_{a1}/I_{aM} \cong 0,4$, $I_{am}/I_{aM} \cong 0,23$, per cui si ha $J_{a1} \cong 0,4 \cdot 800 \cong 0,32 \text{ A}$, $I_{am} \cong 0,23 \cdot 80 \cong 0,18 \text{ A}$. Poichè la tensione di alimentazione è $E_{ao} = 1000 \text{ V}$, la potenza di alimentazione risulta $P_{ao} = E_{ao} I_{am} \cong 1000 \cdot 0,18 \cong 180 \text{ W}$. In classe A, per mettersi nelle condizioni della figura 7, la corrente anodica deve avere ampiezza $J_a = J_{a1} \cong 0,32 \text{ A}$ e pertanto la corrente media I_{ao} non può certo essere minore di tale valore.

Posto per semplicità $I_{ao} = J_a \cong 0,32 \text{ A}$ ⁽¹⁶⁾, la potenza di alimentazione risulterebbe $P'_{ao} = E_{ao} I_{ao} \cong 1000 \cdot 0,32 \cong 320 \text{ W}$, che supera di ben 140 W quella richiesta in classe C ($P_{ao} \cong 180 \text{ W}$).

La ragione fisica dell'alto rendimento di conversione che si ha negli amplificatori di classe C, rispetto a quello che si ha in classe A, è da ricercarsi nelle piccole perdite che in essi si hanno. Le perdite in un tubo, come sappiamo, corrispondono al calore prodotto sulla placca dall'urto degli elettroni che costituiscono la corrente anodica: l'urto di ogni elettrone è tanto meno violento quanto minore è la tensione anodica che lo sollecita e pertanto la perdita di potenza è tanto più piccola quanto più piccola è la tensione

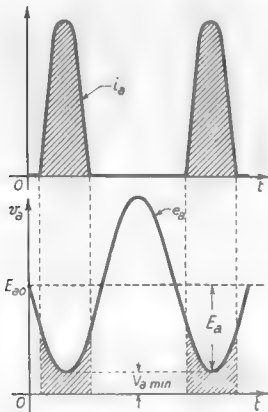


Fig. 8 — In corrispondenza al passaggio di corrente anodica, la tensione anodica ha i valori più bassi di tutto il periodo.

anodica durante il passaggio della corrente. In classe C la corrente passa proprio quando la tensione anodica ha i valori più bassi di tutto il periodo (fig. 8) ed è invece nulla quando la tensione anodica ha i suoi valori più alti: da ciò le piccole perdite e l'alto rendimento di conversione.

Dalle considerazioni precedenti e dall'esame della figura 8 deriva che, a parità di $V_{a \min} = E_{ao} - E_a$, le perdite nel tubo saranno tanto minori (e di conseguenza il rendimento tanto più elevato) quanto più piccolo è l'angolo di circolazione θ ; la figura 8 mostra infatti che, allo stringersi dell'impulso, il passaggio di corrente anodica avviene in intervalli di

(16) - In pratica I_{ao} dovrebbe essere maggiore di J_a e perciò la potenza di alimentazione risulterebbe maggiore di quella calcolata.

tempo in cui la tensione anodica è sempre più vicina a V_{amin} , che è il valore più basso raggiunto dalla tensione anodica nel periodo. Sarebbe quindi conveniente usare angoli di circolazione molto piccoli, ma in pratica non è così: rendendo troppo piccolo l'angolo di circolazione la corrente anodica fluisce per troppo breve tempo e ciò riduce inevitabilmente la potenza che l'alimentatore eroga ⁽¹⁷⁾ e, di conseguenza, anche la potenza conferita all'utilizzatore, pur avendosi rendimenti molto alti. *Una soluzione di compromesso fra un buon rendimento di conversione ed un'elevata potenza conferita all'utilizzatore si ha con angoli di circolazione dell'ordine di 120°.*

Naturalmente, a parità di angolo di circolazione, le perdite nel tubo diminuiscono (e il rendimento si alza) al diminuire di V_{amin} , differenza fra E_{ao} e l'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica: si può anzi dimostrare (come è fatto in appendice) che *il rendimento di conversione tende ad 1 al tendere di V_{amin} a zero, ossia al tendere di E_a ad E_{ao} .* Ma vedremo nel numero seguente quali difficoltà si oppongono a rendere troppo piccolo il valore V_{amin} ; per cui i rendimenti di conversione ottenibili sono usualmente, dell'ordine del 65 ÷ 75%, pur potendosi arrivare, con progettazioni particolarmente elaborate, a valori superiori all'80%.

Le considerazioni precedenti sono state svolte facendo riferimento ad amplificatori a tubi (in particolare, pentodi); *ma esse potrebbero riferirsi, senza varianti di rilievo, per gli amplificatori a transistori.*

APPENDICE: DETERMINAZIONE ANALITICA DI P_p , P_{ao} , P_u ED η_c . La potenza dissipata sulla placca del tubo è, istante per istante, il prodotto $i_a v_a$ della corrente anodica e della tensione anodica; la media nel periodo di tale potenza istantanea è la potenza mediamente dissipata sulla placca, che abbiamo chiamato P_p (n. 1):

$$(5) \quad P_p = \frac{1}{T} \int_0^T i_a v_a dt .$$

La potenza che, contemporaneamente, l'alimentatore eroga ad ogni istante è il prodotto di i_a per la tensione E_{ao} ; la sua media nel periodo

(17) - Con riferimento alla figura 6, se il guizzo della corrente anodica è molto stretto, a meno di non aumentarne fortemente l'altezza, diminuisce sia I_{am} che J_a e quindi sia P_{ao} che P_u .

è la potenza mediamente erogata dall'alimentatore, che abbiamo chiamato P_{ao} :

$$(6) \quad P_{ao} = \frac{1}{T} \int_0^T i_a E_{ao} dt = \frac{E_{ao}}{T} \int_0^T i_a dt .$$

Osserviamo che l'ultimo integrale, diviso per il periodo, esprime il *valore medio della corrente anodica nel periodo*, che abbiamo chiamato I_{am} :

$$(7) \quad I_{am} = \frac{1}{T} \int_0^T i_a dt ,$$

per cui la (6) si riduce alla nota formula $P_{ao} = E_{ao} I_{am}$.

La potenza disponibile per l'alimentazione dell'utilizzatore, P_u , è la differenza fra la potenza P_{ao} erogata dall'alimentatore e quella dissipata; essa ha perciò l'espressione:

$$(8) \quad P_u = P_{ao} - P_p = \frac{1}{T} \int_0^T i_a (E_{ao} - v_a) dt .$$

Poichè ad ogni istante è $v_a = E_{ao} - E_a \text{sen} \omega_o t$, la precedente può scriversi:

$$(9) \quad P_u = \frac{1}{T} \int_0^T i_a E_a \text{sen} \omega_o t dt = \frac{E_a}{T} \int_0^T i_a \text{sen} \omega_o t dt ;$$

ricordando che l'ampiezza della *prima armonica della corrente* ha l'espressione (Vol. I, Cap. I, n. 11):

$$(10) \quad J_{a1} = \frac{2}{T} \int_0^T i_a \text{sen} \omega_o t dt ,$$

la precedente assume la nota forma:

$$(11) \quad P_u = \frac{E_a J_{a1}}{2} .$$

Il *rendimento di conversione* ha l'espressione:

$$(12) \quad \eta_c = \frac{P_u}{P_{ao}} = \frac{P_{ao} - P_p}{P_{ao}} = 1 - \frac{P_p}{P_{ao}} ;$$

sostituendo in questa le formule (5) e (6) si ottiene:

$$(13) \quad \eta_c = 1 - \frac{\int_0^T i_a v_a dt}{E_{ao} \int_0^T i_a dt} .$$

Il calcolo dei due integrali che compaiono in questa formula può limitarsi al solo intervallo di tempo corrispondente all'impulso, dato che altrove è $i_a = 0$. Se l'impulso è molto stretto (piccolo angolo di circolazione) la tensione anodica v_a è praticamente uguale a V_{amin} (fig. 8); in tali condizioni la precedente può scriversi:

$$(14) \quad \eta_c = 1 - \frac{V_{amin} \int_0^T i_a dt}{E_{ao} \int_0^T i_a dt} = 1 - \frac{V_{amin}}{E_{ao}}.$$

La relazione così ottenuta ci dice che, per angoli di circolazione molto piccoli, il rendimento di conversione è tanto più vicino ad 1 quanto più piccolo è il valore V_{amin} di fronte ad E_{ao} e tende ad 1 al tendere di V_{amin} ($= E_{ao} - E_a$) a zero, ossia al tendere di E_a ad E_{ao} .

Naturalmente, se l'angolo di circolazione non è così piccolo da poter considerare valida l'approssimazione dianzi adottata, il rendimento di conversione dovrà essere calcolato direttamente dalla formula (13), compiendo (eventualmente per via grafica) le necessarie integrazioni.

5. — Problemi relativi all'eccitazione dell'amplificatore. Polarizzazione automatica.

Si è visto nel paragrafo precedente che il rendimento di conversione di un amplificatore in classe C cresce, a parità di angolo di circolazione, al tendere di V_{amin} a zero, cioè al tendere ad E_{uo} dell'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica (fig. 9). Teoricamente il valore di E_a si può rendere grande quanto si vuole dimensionando opportunamente il circuito risonante⁽¹⁸⁾ e perciò, almeno in via teorica, il valore V_{amin} si può rendere piccolo quanto si vuole.

Occorre però rilevare (fig. 9) che *proprio in corrispondenza al valore*

(18) - Nel n. 4 (form. 2) abbiamo ricavato l'espressione dell'ampiezza E_a : $E_a = J_{a1} \omega_0 L Q_c$, che, essendo $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ si può scrivere $E_a = J_{a1} Q_c / (\omega_0 C)$. Stabiliti i valori di J_{a1} , Q_c ed ω_0 , il valore di E_a dipende unicamente dal valore di C : diminuendo, quindi, il valore della capacità del circuito risonante (ed elevando corrispondentemente il valore di L , così che risulti sempre $\omega_0^2 LC = 1$) si può fare assumere ad E_a un valore comunque grande. Naturalmente non si può diminuire C oltre il valore proprio delle capacità parassite (capacità d'uscita del tubo, capacità distribuita dell'induttore, ecc.) e ciò porta ad un limite teorico alla possibilità di aumento di E_a .

più basso della tensione anodica, $V_{a\min}$, si deve avere il massimo valore della corrente anodica, I_{aM} , e ciò implica problemi non lievi. Per rendersi conto di ciò è utile esaminare le caratteristiche di un tubo adatto all'amplificazione di potenza: nella figura 10 a) sono riportate le caratteristiche statiche anodiche del pentodo PE 1/100⁽¹⁹⁾ avente tensione di schermo $V_s=250$ V. Esse mostrano che — qualunque sia il valore della tensione anodica —

valori forti della corrente anodica si ottengono assegnando alla tensione di griglia valori positivi. Ad esempio, con riferimento alla figura 9, se si assume $V_{a\min}=400$ V, l'ampiezza dell'impulso di corrente risulta $I_{aM}=0,4$ A se è $V_{g\max}=0$, mentre diviene $I_{aM}=1,15$ A se si fa $V_{g\max}=+40$ V.

Naturalmente, rendendo positiva la griglia, fluisce in essa una corrente: nella figura 10 b) è riportata una famiglia di caratteristiche che fornisce i valori della corrente di griglia in funzione della tensione anodica, corrispondentemente a valori fissi della tensione di griglia. Così in corrispondenza a $V_a=400$ V la corrente è nulla se è $V_g=0$, mentre assume il valore $I_g \cong 64$ mA se si assegna alla griglia la tensione positiva $V_g=+40$ V. Questa corrente corrisponde ad elettroni attirati dalla griglia e sottratti al flusso elettronico proveniente dall'emettitore (catodo);

un'altra parte di tale flusso è sottratta dallo schermo che, per necessità, è positivo. Nella figura 10 a) le curve a tratti indicano l'andamento, in funzione di V_a , della corrente di schermo in corrispondenza ad alcuni valori della tensione di griglia: nelle condizioni dianzi considerate ($V_a=400$ V, $V_s=250$ V, $V_g=40$ V, $I_a=1,15$ A, $I_g=0,064$ A) risulta $I_s=0,15$ A. Ne deduciamo che l'intera corrente di elettroni proveniente dal catodo è

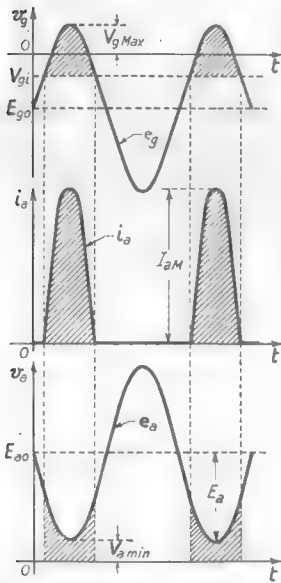


Fig. 9 — Andamento della tensione di griglia, della corrente anodica e della tensione anodica in un amplificatore di classe C.

⁽¹⁹⁾ - È il tubo con cui sono attuati gli amplificatori presi come esempio nelle figure 1 e 2.

$I_k = I_a + I_s + I_g = 1,364 \text{ A}$ di cui la parte $I_a = 1,15 \text{ A}$ è utilizzata sulla placca (circa l'84%).

La situazione diviene nettamente peggiore se la tensione anodica è assai più bassa: si nota infatti dalle caratteristiche che se la tensione

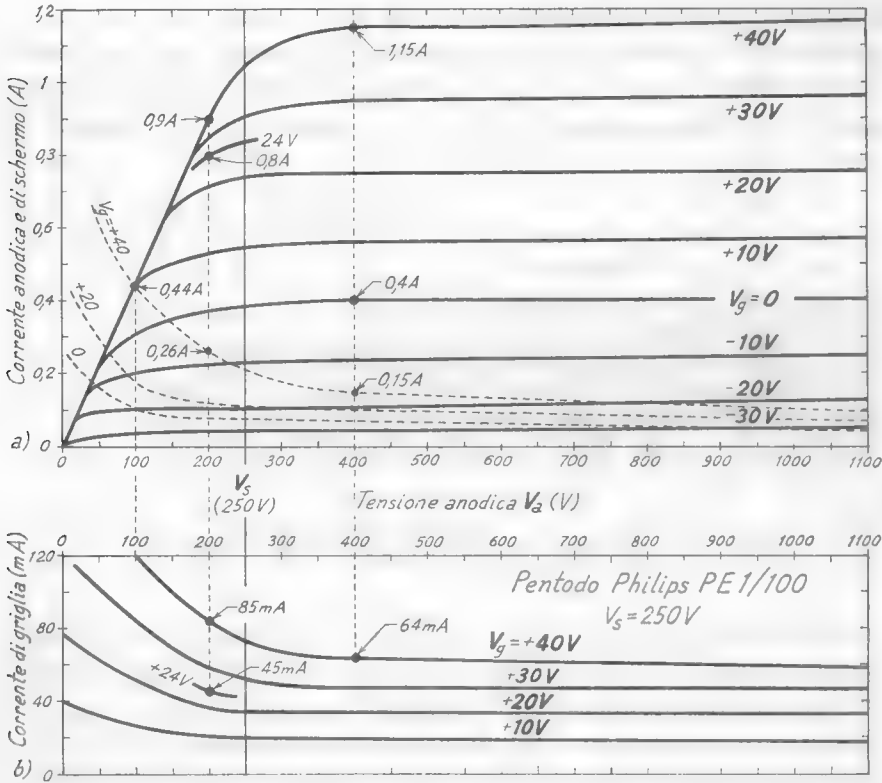


Fig. 10 — Caratteristiche statiche anodiche e di griglia di un pentodo per amplificatori di potenza.

anodica ha valori inferiori alla tensione di schermo ($V_s = 250 \text{ V}$), la corrente anodica scende rapidamente, mentre crescono fortemente le correnti di schermo e di griglia. Così, per il solito tubo nelle medesime condizioni, per $V_a = 100 \text{ V}$, $V_g = 40 \text{ V}$, la corrente di schermo ha valore uguale a quello della corrente anodica, $I_s \cong I_a \cong 0,44 \text{ A}$, mentre la corrente di griglia ha valore $I_g = 0,12 \text{ A}$; dell'intera corrente catodica $I_k = I_a + I_s + I_g \cong 1 \text{ A}$ solo $0,44 \text{ A}$ (pari al 44%) giungono nella placca.

Le deduzioni che se ne traggono per gli amplificatori di classe C

sono che se si vogliono ottenere forti impulsi di corrente anodica non si può rendere troppo piccolo il valore di V_{amin} , anche se ciò porterebbe ad un miglior rendimento di conversione. Nel caso dei pentodi è *pratica usuale assegnare a V_{amin} un valore dello stesso ordine di grandezza della tensione di schermo V_s* ⁽²⁰⁾. Se si mantiene V_{amin} superiore, anche di poco, alla tensione di schermo, viene a cadere la necessità della *soppressione* degli elettroni secondari che nascono sulla placca per urto degli elettroni provenienti dal catodo (Vol. I, Cap. VI). È possibile, allora, l'uso dei tetrodi al posto dei pentodi e dei tubi a fascio: data la maggiore sem-

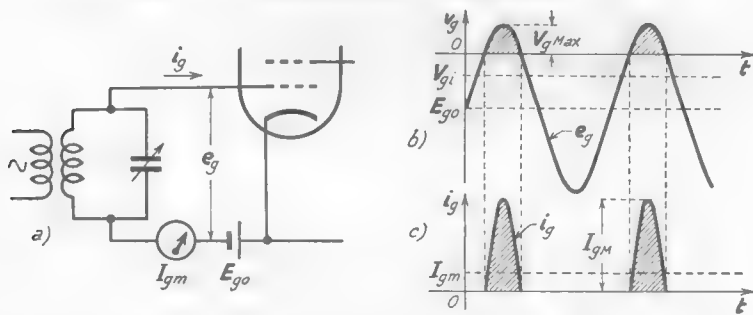


Fig. 11 — Circuito di griglia nell'amplificatore di classe C; andamento della tensione e della corrente in esso.

plicità costruttiva dei tetrodi rispetto agli altri tubi schermati, la tecnica moderna è orientata molto favorevolmente a sfruttare questa possibilità soprattutto negli amplificatori per potenze molto forti.

Per avere indicazioni circa il valore da assegnare a V_{gMax} occorre prendere in considerazione il circuito di griglia, il quale si presenta in generale come nella figura 11 a). Allorchè, durante l'escursione periodica di e_g , la griglia diviene positiva (fig. 11 b) si ha corrente di griglia, il cui andamento impulsivo è mostrato nella figura 11 c): il suo *valore medio* I_{gm} è rilevabile mediante il misuratore di corrente continua indicato

⁽²⁰⁾ - Negli esempi delle figure 1 e 2 si è assunto $E_{ao}=1000$ V, $E_a=800$ V; risulta pertanto $V_{amin}=200$ V, valore un po' minore di quello della tensione di schermo, $V_s=250$ V. In tali condizioni dalla figura 10 si rileva che se è $V_s=40$ V si ha $I_a=0,9$ A, $I_s=0,26$ A, $I_e=0,085$ A. La totale corrente catodica è dunque $I_k=I_a+I_s+I_e=1,245$ A, di cui giunge sulla placca il 72% circa ($I_p=0,9$ A).

nella figura 11 a) ⁽²¹⁾. Il passaggio di corrente di griglia provoca una dissipazione di energia sia sulla griglia (che si riscalda per l'urto degli elettroni), sia nel circuito di polarizzazione. La corrispondente potenza deve essere fornita dal generatore che applica il segnale al circuito di griglia cioè, in pratica, dall'amplificatore che precede lo stadio in oggetto (*potenza di eccitazione*). A parità di altre circostanze, la potenza dissipata in calore sulla griglia e la totale potenza di eccitazione sono tanto più grandi quanto più grande è il valore V_{gMax} . Questo viene dunque stabilito in relazione al riscaldamento che la griglia può sopportare oppure in relazione a esigenze riguardanti lo stadio precedente che deve fornire la potenza di eccitazione: nell'esempio della figura 2 con $V_{amin}=200V$ ($E_{ao}=1000V$, $E_a=800V$) si è assunto $V_{gMax}=24V$ ($E_{go}=-120V$, $E_g=144V$), a cui corrisponde un *valor medio* di corrente di griglia $I_{gm} \cong 5$ mA ed una *potenza di eccitazione* $P_e \cong 0,65$ W (valori sperimentali).

Per formarsi un'idea degli ordini di grandezza delle varie tensioni, correnti e potenze in gioco negli amplificatori di classe C, sono riportati nella Tav. 1 i dati di funzionamento principali, dedotti dai cataloghi, di

TAV. 1 — Dati di funzionamento in classe C di alcuni pentodi e tubi a fascio.

Grandezze	Pentodi		Tubi a fascio		Tetrodo	
	5C100	5C500	4C100	4C500	QB4/1100	
Tensione continua anodica E_{ao}	1500	3000	1500	3000	4000	V
Corrente continua anodica I_{am}	0,15	0,40	0,18	0,45	0,35	A
Polarizzazione di griglia E_{go}	-275	-275	-190	-175	-220	V
Ampiezza tensione di griglia E_g	320	305	240	210	305	V
Corrente continua di griglia I_{gm}	3	2,5	4,5	7,5	6	mA
Tensione di schermo V_s	500	600	500	600	500	V
Potenza di eccitazione P_e	1	0,8	1	1,1	1,8	W
Potenza disponibile P_u	0,165	0,9	0,2	1	1,1	kW

due pentodi, di due tubi a fascio e di un tetrodo adatti per trasmettitori: il *picco positivo di griglia* $V_{gM. x} = E_{go} + E_g$ ha, nei cinque casi, i valori 45 V, 30 V, 50 V, 35 V, 85 V.

⁽²¹⁾ - Esso è la media dei valori assunti dalla corrente di griglia nel periodo ed è calcolabile colla formula:

$$I_{gm} = \frac{1}{T} \int_0^T i_g dt .$$

Il fatto, di per sè indesiderato, che nel circuito di griglia circoli corrente (fig. 11) viene sfruttato per fornire alla griglia la necessaria tensione negativa di polarizzazione E_{g0} : i dispositivi usati per ottenere ciò, detti di *polarizzazione automatica di griglia* sono indicati nella figura 12. Per comprenderne il funzionamento occorre osservare che il complesso griglia-catodo del tubo può considerarsi come un diodo, cosicchè i circuiti della figura 12 sono quelli medesimi che abbiamo esaminato nel Vol. I (Cap. IV, n. 7, figg. 16-17) studiando i fenomeni di carica di un condensatore attraverso ad un diodo e scarica su una resistenza.

Il condensatore C_p — che si carica periodicamente attraverso al diodo e si scarica attraverso la resistenza R_p — assume, a regime, una tensione

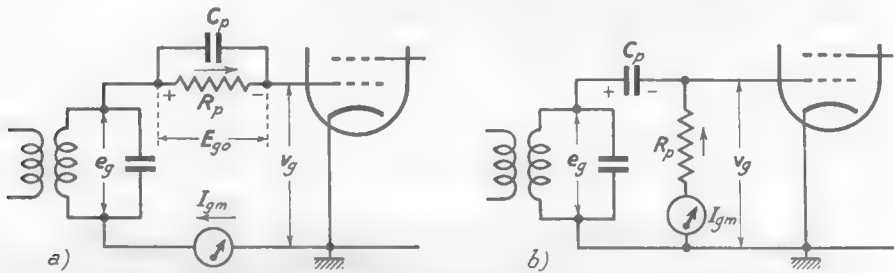


Fig. 12 — Dispositivi per la *polarizzazione automatica* di griglia.

V_c tale da mantenere la griglia (=placca del diodo) ad una tensione negativa appena minore, in valore assoluto, dell'ampiezza E_g del segnale e_g . L'andamento della tensione v_g fra placca del diodo (griglia del tubo) ed il catodo è quello indicato nel diagramma *a*) della figura 13⁽²²⁾: il suo confronto col diagramma *a*) della figura 11 mostra come a ciò corrisponda il comportamento desiderato per il funzionamento dell'amplificatore.

Il valore desiderato di E_{g0} ed il corrispondente valore di $V_{gM.c.x} = =E_{g0} + E_g$ (fig. 13 *b*) possono essere ottenuti dimensionando opportunamente i valori di R_p e C_p in base alla seguente osservazione: la corrente di griglia ha l'andamento impulsivo periodico indicato nella figura 11 *a*) e può, perciò, considerarsi la somma di una corrente continua I_{gm} e di innumerevoli componenti alternate. La componente continua, attraver-

⁽²²⁾ - Esso coincide col diagramma indicato nel 'Vol. I (Cap. IV, n. 7, fig. 16) che era stato dedotto da quello della figura 10 del medesimo capitolo (n. 6).

sando la resistenza R_p , produce ai suoi capi una caduta di tensione $R_p I_{gm}$ che può essere resa uguale al valore assoluto di E_{g0} con conveniente scelta di R_p ; la capacità C_p sarà poi dimensionata in modo da opporre reattanza trascurabile per le componenti alternate della corrente di griglia. A titolo di esempio, nel caso del pentodo 5C500 operante nelle condizioni indicate nella Tav. 1, per ottenere la tensione di polarizzazione $E_{g0} = -275 \text{ V}$ si può operare con uno dei due metodi della figura 12: essendo $I_{gm} = 2,5 \text{ mA}$ dovrà essere $R_p = 275 / 2,5 \cdot 10^{-3} = 11 \cdot 10^5 \Omega$; il valore di C_p dipenderà dalla frequenza del segnale da amplificare.

Il sistema di polarizzazione automatica di griglia, oltre alla semplicità che esso offre, ha il pregio dell'autoadattamento di fronte a piccole variazioni casuali dell'ampiezza del segnale d'ingresso. Difatti, se aumenta (ad esempio) l'ampiezza E_g , aumenta anche la tensione V_c ai capi di C_p e quindi aumenta anche il valore assoluto di E_{g0} ; in tal modo l'ampiezza $V_{g,Max}$ del picco positivo (fig. 13 b) aumenta assai meno che se il valore di E_{g0} rimanesse costante.

Unico svantaggio della polarizzazione automatica di griglia è che, se viene a mancare il segnale e_g , il condensatore si scarica e si annulla la tensione negativa di polarizzazione ($E_{g0} = 0$); poichè la corrente anodica verrebbe allora a circolare in continuazione e potrebbe riscaldare soverchiamente la placca, si associa spesso alla polarizzazione automatica di griglia anche una polarizzazione ottenuta con una sorgente di f.e.m. continua o col solito gruppo $R_k C_k$ di polarizzazione catodica.

6. — Amplificatori di classe C attuati con triodi.

Le considerazioni svolte precedentemente valgono soprattutto per gli amplificatori attuati con pentodi, tubi a fascio e tetrodi. Negli amplificatori attuati con triodi per ottenere forti valori di corrente anodica con

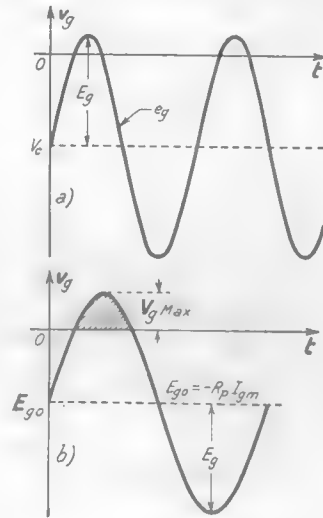


Fig. 13 — Andamento della tensione di griglia conseguente alla carica di C_p .

piccoli valori di tensione anodica è necessario che la griglia assuma valori positivi piuttosto alti: ciò perchè, mancando l'azione di richiamo dello schermo (positivo) sugli elettroni provenienti dal catodo, deve provvedere la griglia ad aiutarli a raggiungere la placca.

Quanto sopra appare evidente dall'esame delle caratteristiche statiche anodiche di un qualsiasi triodo adatto per amplificatori di potenza, come quelle riportate, ad esempio, nella figura 14 (triode 3C300). Suppo-

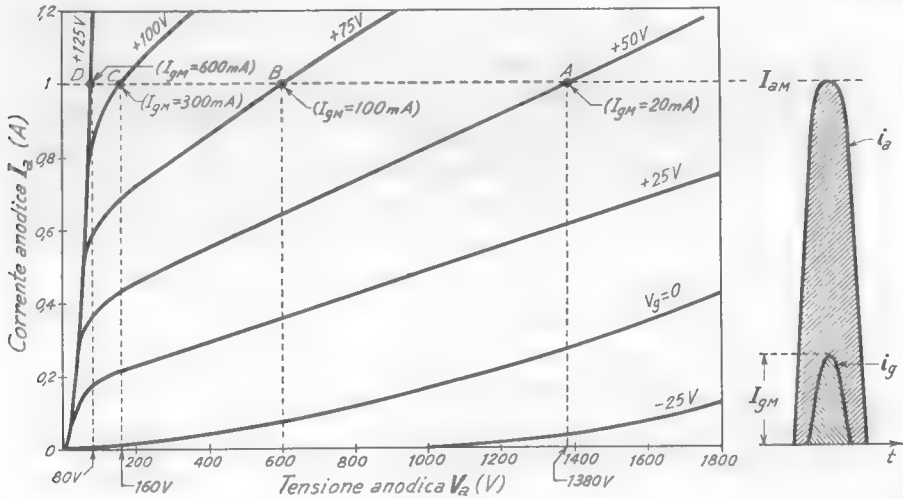


Fig. 14 — Caratteristiche anodiche del triodo 3C300: possibili valori di V_{amin} e V_{Mx} per ottenere $I_{aM} = 1 A$.

niamo che, col triodo considerato, si voglia ottenere un impulso di corrente di ampiezza $I_{aM} = 1 A$: ciò è possibile con infinite coppie di valori V_{amin} e V_{Mx} ; nella figura 14 ad ognuno dei punti d'incontro dell'orizzontale $I_{aM} = 1 A$ con le varie caratteristiche corrisponde una coppia di tali valori (fra parentesi, per ogni punto, è dato il valore dell'ampiezza I_{gM} del corrispondente impulso di corrente di griglia). Consideriamo, ad esempio, il punto A: con $V_{gMx} = 50 V$ la corrente di griglia è appena $I_{gM} = 20 mA$, ma la tensione anodica $V_{amin} = 1380 V$ è troppo alta; gli elettroni colpiscono la placca con grande velocità e le perdite in calore risultano rilevanti (n.4). Con $V_{gMx} = 125 V$ (punto D) il valore di V_{amin} è piccolissimo (80 V), addirittura minore di V_{gMx} ; ma la corrente di griglia ha un valore intollerabilmente grande, $I_{gM} = 600 mA$.

Per ottenere un buon rendimento di conversione (piccolo valore di

V_{amin}) con una corrente di griglia tollerabile (I_{gM} non troppo grande) occorre un compromesso fra i suddetti valori. Praticamente si è trovato che, in ogni caso, le condizioni di funzionamento più convenienti si hanno quando V_{amin} è un po' maggiore di $V_{gM_{max}}$, cioè quando la tensione anodica, nella sua escursione periodica, raggiunge un valore minimo che è un po' maggiore del massimo positivo raggiunto contemporaneamente dalla griglia; nei normali amplificatori di classe C le condizioni di funzionamento sono di solito scelte in modo tale che V_{amin} sia dell'ordine di un decimo di E_{ao} e che $V_{gM_{max}}$ sia dell'ordine di $0,5 \div 0,8 V_{amin}$. Si è praticamente in queste condizioni nel punto C della figura 14 in cui, con

TAV. 2 — Dati di funzionamento in classe C di amplificatori a triodo.

Grandezze	Triodi				
	211	3C300	892	898	
Tensione continua anodica E_{ao}	1000	3000	8000	18000	V
Corrente continua anodica I_{am}	0,15	0,415	1,1	8,33	A
Polarizzazione di griglia E_{g0}	-175	-155	-1000	-1000	V
Ampiezza tensione griglia E_g	315	300	1800	2550	V
Corrente continua di griglia I_{gm}	18	90	180	900	mA
Potenza di eccitazione P_e	6	24	320	2400	W
Potenza disponibile P_u	0,1	1	6 ⁵	100	kW

$V_{gM_{max}}=100\text{ V}$, $V_{amin}=160\text{ V}$, si ha $I_{am}=1\text{ A}$, $I_{gM}=0,3\text{ A}$; la tensione di alimentazione dovrà essere dell'ordine di $10 V_{amin}=1600\text{ V}$.

Per formarsi un'idea degli ordini di grandezza delle varie tensioni, correnti e potenze in gioco negli amplificatori di classe C a triodi, nella Tav. 2 sono riportati i dati di funzionamento principali, dedotti dai cataloghi, di quattro triodi adatti per trasmettitori: il *picco positivo di griglia* $V_{gM_{max}}=E_{g0}+E_g$ ha, nei quattro casi, i valori 140 V , 145 V , 800 V , 1550 V .

È utile confrontare i dati relativi al triodo 3C300 con quelli relativi al tubo a fascio 5C100 contenuti nella Tav. 1 (n. 5), in quanto i due tubi, a parità di tensione di alimentazione anodica, $E_{ao}=3\text{ kV}$, danno la stessa potenza $P_u=1\text{ kW}$, il primo richiede per l'eccitazione di griglia una potenza $P_e=24\text{ W}$, mentre il secondo una potenza di soli $1,1\text{ W}$; come si è già detto, la ragione fisica di ciò è che nei pentodi, tubi a fascio e tetrodi la tensione positiva di griglia può essere assai più piccola che nel triodo, perchè ad attirare gli elettroni provvede lo schermo con la sua tensione positiva.

La maggiore potenza di eccitazione richiesta e la necessità della *neutralizzazione* rendono l'uso del triodo meno conveniente di quello dei pentodi, dei tubi a fascio e dei tetrodi: l'uso di questi è perciò normalmente preferito a quello dei primi. Accade però che, allo stato attuale della tecnica, non si riesca a costruire *tubi a griglia schermo* di potenza superiore ad un certo limite, a causa della difficoltà di smaltire il calore che si genera sullo schermo per l'urto degli elettroni ⁽²³⁾; altre difficoltà sorgono per l'uso dei pentodi, tetrodi o tubi a fascio a frequenze molto elevate (dell'ordine delle centinaia di megahertz) soprattutto perchè l'efficacia della griglia schermo tende ad annullarsi. Per questi motivi, negli

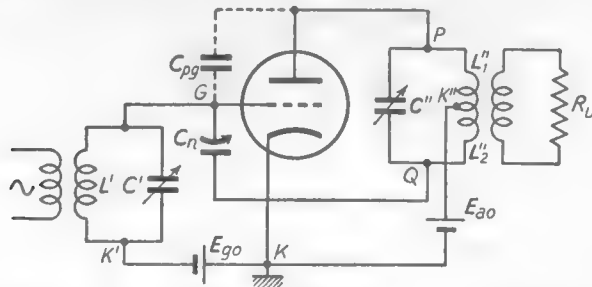


Fig. 15 — Esempio di neutralizzazione in un amplificatore di potenza a triodo ⁽²⁴⁾.

amplificatori per potenze molto forti o per frequenze molto alte, s'impone l'uso dei triodi: naturalmente gli amplificatori devono essere dotati dei *circuiti di neutralizzazione*, già visti nel Cap. IV (n. 2), o devono essere *autoneutralizzati* col metodo dell'*entrata catodica* (Cap. IV, n. 3).

Nella figura 15 è indicato l'esempio di un amplificatore di potenza a triodo neutralizzato col sistema *a ponte* o *di Rice* (Cap. IV, n. 2, fig. 2):

⁽²³⁾ - Ricordiamo (Vol. I, Cap. XII, n. 4) che, nei grossi tubi, lo smaltimento di calore sulla placca si effettua coll'adozione degli *anodi esterni*: la placca viene a costituire una parte dell'involucro stesso del tubo ed è raffreddata mediante ventilazione forzata o mediante circolazione d'acqua in una camicia che la circonda o, ancora, mediante evaporazione dell'acqua di un bagno in cui è immersa. Nessun metodo è stato ancora trovato che provveda ad un efficace smaltimento di calore dello schermo. Il continuo perfezionamento nella tecnica costruttiva, ha peraltro permesso di ottenere tubi schermati (generalmente tetrodi) con potenze dissipate sullo schermo veramente esigue; è allora possibile ottenere anche potenze di 50 ÷ 100 kW senza che lo schermo si scaldi eccessivamente.

⁽²⁴⁾ - Il simbolo usato per la capacità di neutralizzazione indica un condensatore *semi-variabile*, che si regola una volta tanto.

si ha la neutralizzazione se il ponte formato da C_{pg} , C_n , L_1'' , L_2'' è in equilibrio, il che avviene se è soddisfatta la proporzione $C_n : C_{pg} = L_1'' : L_2''$.

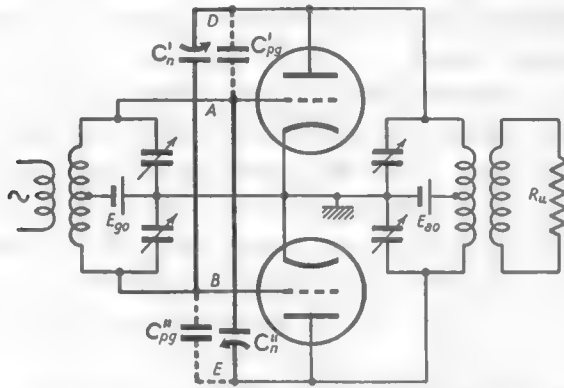


Fig. 16 — Neutralizzazione in un amplificatore di potenza a triodi in push-pull ⁽²⁵⁾.

Nel caso frequente in cui l'amplificatore è del tipo push-pull (n. 3, fig. 5), la neutralizzazione può compiersi, in maniera molto agevole, mediante

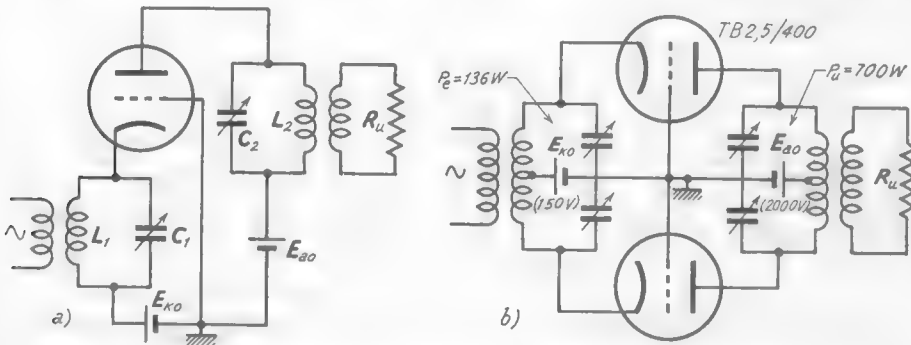


Fig. 17 — Amplificatori ad entrata catodica (autoneutralizzati) a tubo singolo ed in push-pull.

la sola aggiunta di due condensatori variabili secondo lo schema della figura 16. Anche in questo circuito si ha un *ponte di impedenze* in equi-

⁽²⁵⁾ - La ragione dei doppi condensatori variabili usati nei circuiti risonanti è la possibilità di collegare a massa le armature mobili dei condensatori. L'uso di un solo condensatore, come nello schema di principio della figura 5 (n. 3), implica che entrambe le armature siano isolate, il che complica la costruzione del condensatore.

librio: le quattro impedenze che lo compongono sono le due capacità placca-griglia dei tubi, C'_{pg} e C''_{pg} , e le due capacità di neutralizzazione C'_n e C''_n . I vertici del ponte a cui risulta collegato il circuito risonante anodico sono D ed E , mentre gli altri due vertici, a cui è collegato il circuito di griglia, sono A e B .

Nella figura 17 a) è mostrato lo schema di un amplificatore ad entrata catodica, derivato dallo schema di principio visto nel Cap. IV (n. 3, fig. 6), che è *autoneutralizzato*, come sappiamo, perchè la griglia è collegata a massa ed esercita la funzione di schermo fra i circuiti d'uscita e d'entrata. Nella figura 17 b) è indicata la versione push-pull del medesimo amplificatore (i valori numerici si riferiscono ad un esempio particolare); il suo funzionamento non si discosta in nulla da quello dell'amplificatore a tubo singolo.

7. — Amplificatori di potenza a radiofrequenza attuati con transistori.

I problemi relativi agli amplificatori a transistori sono molto simili a quelli visti nel precedente paragrafo per i triodi. In particolare sono

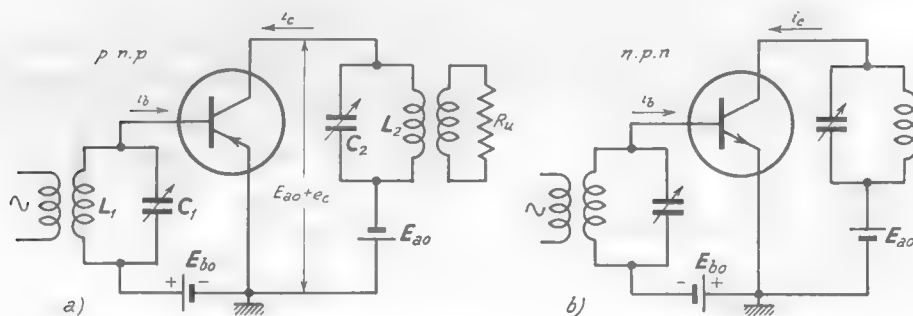


Fig. 18 — Polarizzazione di base necessaria per il funzionamento in classe C (si è fatto astrazione dei circuiti di neutralizzazione).

necessari i circuiti di neutralizzazione, che vengono attuati coi metodi già visti nel Cap. IV (nn. 4-5); ancor più che negli amplificatori per segnali deboli sono importanti i problemi di adattamento dei transistori ai circuiti risonanti (Cap. IV, n. 4). Specialmente alle frequenze molto alte (dell'ordine di molte decine di MHz) sono assai usati gli amplificatori con entrata di emettitore (Cap. IV, n. 5).

Come negli amplificatori a tubi, anche negli amplificatori a transistori per ottenere elevati rendimenti di conversione occorre operare in classe *C* o, quando ciò non sia possibile (n. 9), in classe *B*.

Per lavorare in classe *C* occorre applicare fra base ed emettitore una tensione di polarizzazione di segno opposto a quello ordinario e quindi positiva nei transistori *p-n-p*, negativa in quelli *n-p-n*, come è indicato nella figura 18. La giunzione base-emettitore risulta polarizzata in senso inverso e, in assenza di segnale, non è attraversata da corrente⁽²⁶⁾; non c'è, allora, corrente di collettore ed il transistoro è *interdetto*. In tali condizioni, supponiamo che il segnale applicato alla base abbia ampiezza così grande che, in corrispondenza ad una certa frazione di periodo, la tensione base-emettitore inverte il suo segno e faccia passare corrente nel verso diretto nella giunzione base-emettitore. La corrente di base avrà l'andamento ad impulsi indicato nel diagramma *a*) della figura 19⁽²⁷⁾, con angolo di circolazione θ corrispondente alla suddetta frazione di periodo. Il passaggio di corrente di base provoca, con noto meccanismo, il passaggio di una corrente di collettore, la quale viene ad avere analogo andamento impulsivo col medesimo angolo di circolazione (fig. 19 *b*). La corrente impulsiva di collettore dà origine nel circuito risonante (accordato nella frequenza degli impulsi) ad un'oscillazione così che la tensione di collettore assume l'andamento indicato nella figura 19 *c*).

Con una scelta opportuna del circuito risonante⁽²⁸⁾ si può fare in

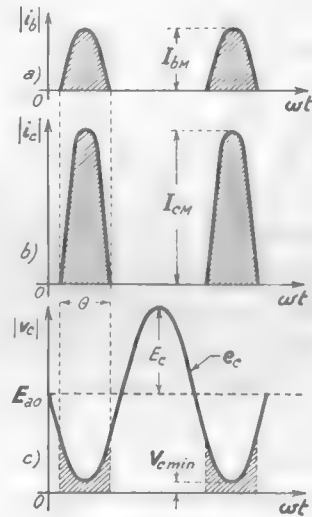


Fig. 19 — Andamento delle correnti di base e di collettore e della tensione di collettore nel funzionamento in classe *C*.

⁽²⁶⁾ - Prescindendo dalla debole corrente inversa dovuta ai portatori di minoranza.

⁽²⁷⁾ - Per non tener conto dei segni delle correnti e delle tensioni — che nei transistori *p-n-p* ed *n-p-n* sono opposti fra loro — nei diagrammi si sono considerati i valori assoluti delle grandezze.

⁽²⁸⁾ - Tenendo naturalmente anche conto delle esigenze richieste per un alto rendimento nel trasferimento energetico.

modo che l'ampiezza E_c dell'oscillazione sia quasi uguale ad E_{ao} (fig. 19 c), così che il valore V_{cmin} risulti molto piccolo: in tali condizioni, con angoli di circolazione dell'ordine di 120° , non è difficile raggiungere dei rendimenti di conversione dell'ordine dell'80%. A titolo di esempio, in un amplificatore attuato con un transistor *RCA 2N3118* le condizioni di funzionamento (fig. 19) sono le seguenti: $E_{ao}=40\text{ V}$, $E_c=38\text{ V}$ e quindi $V_{cmin}=2\text{ V}$. Gli impulsi della corrente di collettore hanno ampiezza $I_{cM} \cong 0,2\text{ A}$ ed angolo di circolazione $\theta=125^\circ$; a ciò corrisponde un valor medio della corrente di collettore $I_{cm} \cong 46\text{ mA}$ ed un'ampiezza della componente di prima armonica della suddetta corrente $I_{c1} \cong 80\text{ mA}$. La potenza disponibile per l'utilizzatore (n. 4) è allora $P_u = E_c I_{c1}/2 \cong 1,5\text{ W}$, mentre la potenza fornita dall'alimentatore è $P_{ao} = E_{ao} I_{cm} \cong 1,85\text{ W}$, per cui il rendimento di conversione risulta $\eta_c = P_u/P_{ao} \cong 0,8$. Naturalmente, al passaggio degli impulsi di corrente di base (fig. 19 a) corrisponde una dissipazione di potenza non indifferente nel circuito di base, che deve essere fornita da un amplificatore che preceda lo stadio in oggetto: in tutti i casi pratici, però, si riesce a fare in modo che la potenza disponibile all'uscita sia qualche decina di volte quella richiesta all'entrata.

È difficile, allo stato attuale della tecnica, dare sicuri elementi di progetto sugli amplificatori a transistori, come invece si fa per quelli a tubi: la materia è in continua evoluzione ed è ancora parzialmente governata da criteri empirici e sperimentali.

8. — Dipendenza della tensione oscillatoria di uscita dalla tensione di entrata.

Negli amplificatori di classe A esiste una dipendenza ben definita fra la tensione d'uscita e quella d'entrata che, entro ampi limiti e prescindendo dalle distorsioni, può considerarsi una relazione di proporzionalità: interessa investigare quale sia la dipendenza fra la tensione d'uscita e quella d'entrata anche negli amplificatori di classe C. Notiamo subito che le tensioni d'entrata e d'uscita sono sempre sinusoidali grazie alla azione dei circuiti oscillatori contenuti nell'amplificatore ed in quelli precedenti. Basterà quindi limitarsi ad effettuare il confronto delle ampiezze delle due tensioni; quanto alle fasi sappiamo già che le due tensioni sono in opposizione fra loro.

Consideriamo dunque un amplificatore di classe C attuato, ad esem-

pio, con un triodo, e variamo l'ampiezza E_g della tensione d'entrata e_g , lasciando inalterate tutte le altre grandezze caratteristiche dell'amplificatore: l'andamento di e_g ed il contemporaneo andamento della tensione oscillatoria anodica è indicato nella figura 20. Se E_g è tale che la tensione di griglia, nella sua escursione periodica, non superi mai la tensione d'interdizione V_{gi} (fig. 20: $t < t_1$) non si ha passaggio di corrente anodica e quindi nessuna tensione è presente ai capi di circuito risonante

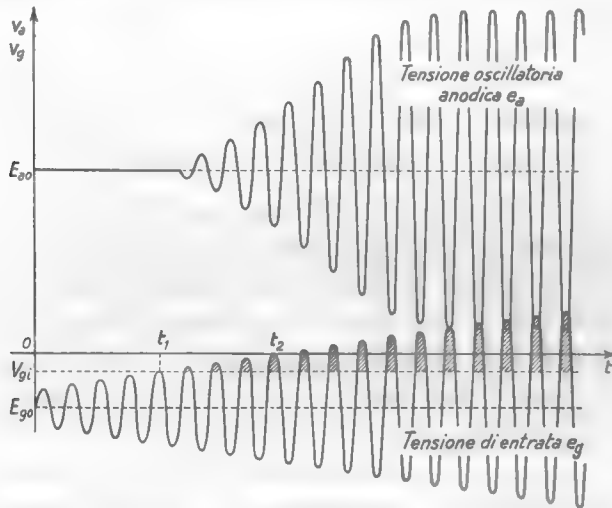


Fig. 20 — Andamento della tensione oscillatoria anodica in funzione della tensione d'ingresso.

anodico. Non appena la tensione di griglia supera l'interdizione, si ha passaggio, a carattere impulsivo, di corrente anodica e la nascita di una tensione alternativa e_a ai capi del carico. Al crescere di E_g aumenta l'ampiezza dell'impulso di corrente anodica e quando la tensione di griglia diviene positiva ($t > t_2$) si ha anche corrente di griglia. Crescendo ulteriormente E_g , aumenta l'ampiezza di e_a ed i valori di $V_{a\min}$ e $V_{a\max}$ (di cui nel n. 6 abbiamo visto l'importanza) tendono alla situazione $V_{a\max}/V_{a\min} = 0,5 \div 0,8$, a cui corrisponde la condizione ottima di funzionamento.

Aumentando ancora l'ampiezza della tensione d'entrata, l'assorbimento di elettroni da parte della griglia fa sì che gli impulsi di corrente anodica cessino praticamente di crescere. Questo fatto, unito all'andamento particolare delle caratteristiche anodiche in corrispondenza a pic-

coli valori della tensione anodica (fig. 14), fa sì che anche l'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica cessi di crescere; in tali condizioni si suole dire che l'amplificatore è *saturato*.

Le considerazioni precedenti, svolte per gli amplificatori a triodi valgono anche per quelli a pentodi ed a transistori; pur nel loro carattere qualitativo, esse ci consentono di mettere in luce una notevole deficienza dell'amplificatore di classe C, consistente nell'inattitudine ad amplificare oscillazioni modulate in ampiezza, di cui parleremo nel paragrafo seguente.

9. — Comportamento degli amplificatori di classe C di fronte alle oscillazioni modulate. Amplificazione di classe B.

Nelle considerazioni precedenti sull'amplificazione di classe C si è sempre tacitamente ammesso che l'oscillazione applicata all'ingresso dell'amplificatore non fosse modulata: ma *nulla cambia di quanto è stato detto se l'oscillazione è modulata in frequenza* (Cap. I). Infatti, in tutti i casi pratici di modulazione di frequenza, le variazioni della frequenza dell'oscillazione attorno al valore di riposo f_0 sono sempre assai piccole di fronte alla banda passante⁽²⁹⁾ dei circuiti risonanti dell'amplificatore (accordati su f_0), per cui il comportamento dell'amplificatore non è modificato dalla modulazione di frequenza e, viceversa, questa non risente di alcuna distorsione nel processo di amplificazione.

Situazione profondamente diversa si ha nel caso della modulazione di ampiezza, tanto che *per l'amplificazione di oscillazioni modulate in ampiezza non si può usare il funzionamento in classe C*. Questa proprietà può comprendersi dall'esame della figura 21 dove, nel diagramma inferiore è indicato l'andamento della tensione di griglia corrispondente all'applicazione all'ingresso di un amplificatore a tubo di una generica oscillazione modulata in ampiezza. Tutte le volte che l'ampiezza E_g della tensione d'ingresso non è sufficiente a far sì che la tensione di griglia superi il valore di interdizione V_{gi} , non si ha corrente anodica e conse-

⁽²⁹⁾ - La banda passante è $B = f_0/Q_c$, dove Q_c è il coefficiente di risonanza in presenza dell'utilizzatore (n. 3); poichè Q_c è assai basso (dell'ordine della decina), la banda B è sempre assai ampia rispetto alla deviazione di frequenza che è una piccolissima aliquota di f_0 (Cap. I, n. 6).

guentemente è nulla la tensione oscillatoria anodica e_a : ciò avviene, ad esempio nella figura 21, negli intervalli $t_1 t_2$, $t_3 t_4$, $t_5 t_6$. La tensione oscillatoria anodica, e quindi anche la tensione di uscita, risulta in tal modo profondamente alterata: essa è ancora un'oscillazione modulata in ampiezza, ma la legge con cui l'ampiezza varia nel tempo è completamente diversa dalla legge di variazione dell'ampiezza della tensione d'entrata

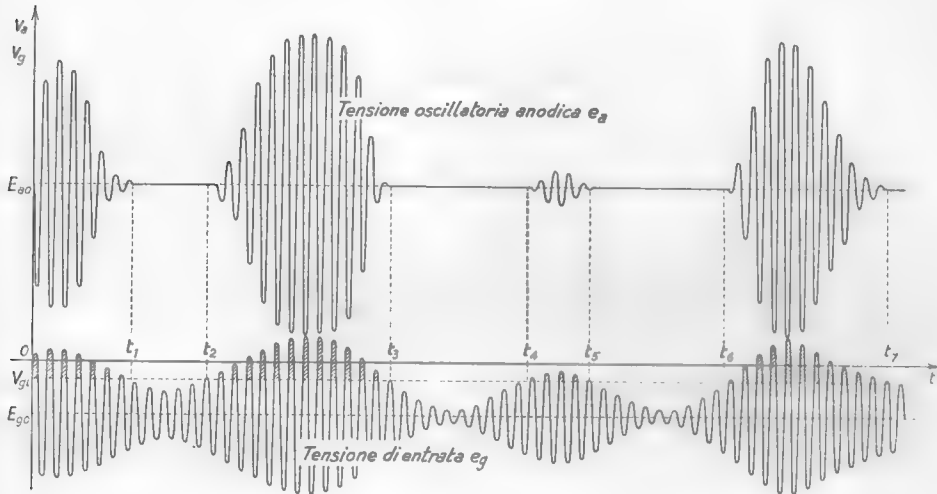


Fig. 21 — L'amplificatore di classe C non è adatto ad amplificare oscillazioni modulate in ampiezza.

(fig. 21). Un amplificatore operante in classe C non è dunque idoneo ad amplificare oscillazioni modulate in ampiezza.

Vi è però un caso particolare di amplificatore in classe C, quello in cui è $E_{a0} = V_{a1}$, per il quale la proprietà ora vista non vale: quando è $E_{g1} = V_{g1}$ l'angolo di circolazione è 180° e, come sappiamo, l'amplificazione si denomina di classe B (n. 2). In tali condizioni qualunque sia il valore dell'ampiezza della tensione d'ingresso si ha sempre passaggio dell'impulso di corrente anodica⁽³⁰⁾ e corrispondentemente si ha tensione oscillatoria nel circuito risonante anodico e nella resistenza di utilizzazione. Allorchè alla griglia dell'amplificatore in classe B è applicata una ten-

⁽³⁰⁾ - Appunto perchè la tensione E_{g0} di polarizzazione coincide con la tensione di interdizione V_{g1} .

sione e_0 , modulata in ampiezza (del tipo ad esempio indicato nella figura 22) si ha nel circuito anodico una tensione oscillatoria la cui ampiezza ha un andamento nel tempo che corrisponde a quello dell'ampiezza della tensione di entrata: un esempio di ciò è indicato nella figura 22.

Concludiamo pertanto che, a differenza dell'amplificatore in classe C, l'amplificatore in classe B è atto ad amplificare oscillazioni modulate in

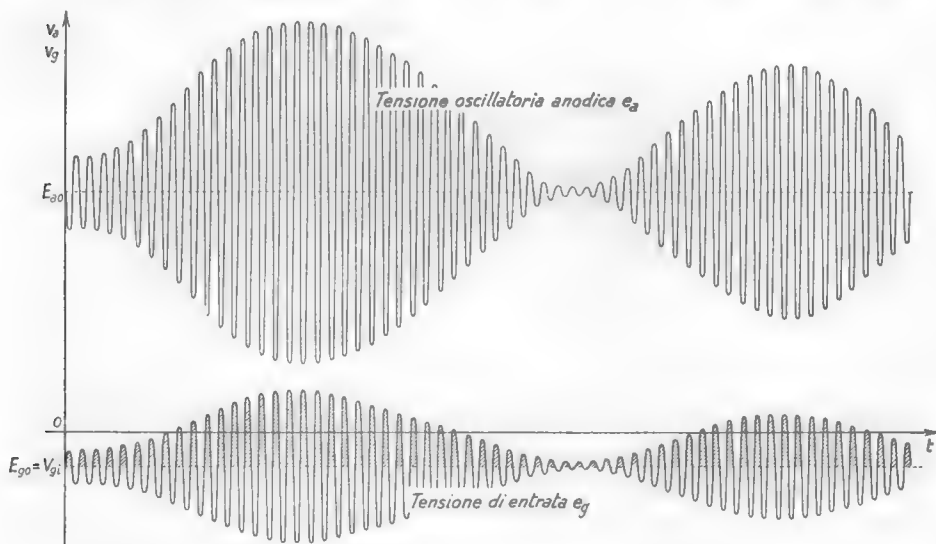


Fig. 22 — Se è $E_{g0} = V_{g1}$, cioè se si opera in classe B, è possibile l'amplificazione di oscillazioni modulate in ampiezza.

ampiezza. Con una particolare progettazione è possibile fare in modo che nell'amplificazione la legge di variazione dell'ampiezza non risulti alterata: in tali condizioni l'amplificatore di classe B si dice *lineare*.

L'amplificazione di oscillazioni modulate in ampiezza è l'unico caso nel quale si richiede l'uso della classe B; in tutti gli altri casi di amplificazione di oscillazioni a radiofrequenza si opera sempre in classe C, a cui corrisponde un rendimento di conversione maggiore ed una minore difficoltà costruttiva.

10. — Esempio di calcolo semplificato di un amplificatore di classe C.

Per applicazione di quanto abbiamo visto finora sull'amplificazione di potenza in alta frequenza, mostreremo con un esempio come, partendo

da alcuni dati prefissati e conoscendo le caratteristiche statiche del tubo usato, sia possibile compiere un calcolo semplificato di un amplificatore di classe C ⁽³¹⁾.

Svolgeremo lo studio su un amplificatore attuato con un triodo 3C300 (fig. 23), i cui dati principali di funzionamento sono contenuti nella Tav. 2 del n. 6. Partendo da tali dati può subito ricavarsi il diagramma della tensione anodica e di griglia che sarà del tipo indicato nella fig. 24 a):

in esso è $E_{a0} = -155 \text{ V}$, $E_g = 300 \text{ V}$ e perciò risulta $V_{g \text{ Max}} = 145 \text{ V}$. Ponendo $V_{a \text{ min}} = 1,25 V_{g \text{ Max}}$ come si fa usualmente (n. 6: $V_{g \text{ Max}} = 0,8 V_{a \text{ min}}$) risulta

$V_{a \text{ min}} = 181 \text{ V}$; poichè è $E_{a0} = 3000 \text{ V}$ ne deriva per l'ampiezza della tensione oscillatoria anodica il valore $E_a = E_{a0} - V_{a \text{ min}} = 2819 \text{ V}$.

La conoscenza del valore di E_a consente di ricavare il valore dell'induttanza L e della capacità C del circuito oscillatorio anodico; tale circuito ha, sotto carico, un coefficiente di risonanza Q_c ed equivale perciò, in risonanza, ad una resistenza

$R_{p0} = \omega_0 L Q_c$ (Cap. IV, n. 4, form. 1). La potenza disponibile P_u , di cui la Tav. 2 fornisce il valore 1 kW, sarà espressa da:

$$(1) \quad P_u = \frac{E_a^2}{2R_{p0}} = \frac{E_a^2}{2\omega_0 L Q_c}$$

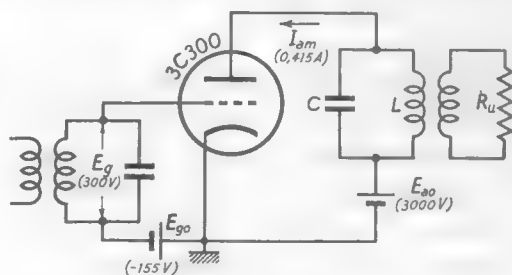


Fig. 23 — Amplificatore di classe C attuato con un triodo 3C300 (non è indicata la neutralizzazione).

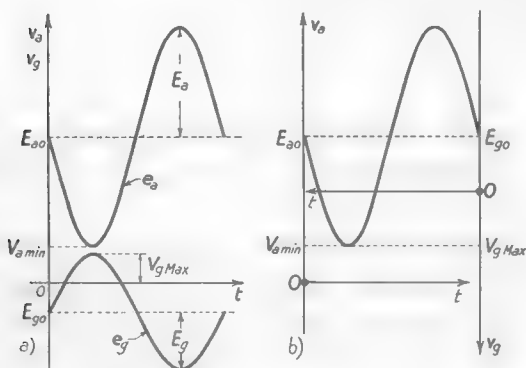


Fig. 24 — Andamento contemporaneo della tensione anodica e della tensione di griglia: a) diagrammi separati; b) diagramma unico.

⁽³¹⁾ - Per uno studio più accurato e completo si veda il testo: G. BRONZI - *Fondamenti di Radiotrasmissioni* (Ed. C.N.R., Roma, 1963).

da cui, essendo noto P_u , E_a ed ω_0 , può dedursi L una volta che si sia fissato il valore di Q_c :

$$(2) \quad L = \frac{E_a^2}{2\omega_0 P_u Q_c}.$$

Abbiamo visto nel n. 3 che, per ottenere un buon rendimento di trasferimento energetico, Q_c deve essere dell'ordine di $10 \div 15$; scegliendo $Q_c = 12$ e sostituendo ad E_a e P_u i loro valori si ottiene $L \cong 330/\omega_0$. Il valore della capacità C si determina immediatamente partendo dalla condizione di risonanza $\omega_0^2 LC = 1$; se ne deduce $C \cong 3 \cdot 10^{-5}/\omega_0$. Induttore e condensatore dovranno essere attuati in modo che il coefficiente di risonanza a vuoto sia il più alto possibile; noto poi il valore della resistenza di utilizzazione R_u (fig. 23), l'accoppiamento fra primario e secondario dovrà essere attuato in modo che il coefficiente di risonanza sotto carico sia precisamente $Q_c = 12$ come si è posto nel calcolo. Il circuito dell'amplificatore è così, in linea di massima, calcolato; i dati della Tav. 2 consentono, poi di ricavare il rendimento di conversione, che risulta:

$$(3) \quad \eta_c = \frac{P_u}{E_{ao} I_{am}} = \frac{1000}{3000 \cdot 0,415} \cong 0,8.$$

Ciò significa che l'80% della totale potenza erogata dall'alimentatore anodico viene conferita al carico anodico mentre il 20%, pari a 250 W, viene dissipato in calore sulla placca del tubo.

Dalla Tav. 2 appare che la potenza di eccitazione di griglia è $P_c = 24$ W; ciò precisa le caratteristiche dello stadio di amplificazione che precede l'amplificatore in oggetto. Una parte della potenza di eccitazione viene dissipata in calore sulla griglia del tubo mentre una parte è consumata nella sorgente di polarizzazione, E_{go} , che, dato il verso della corrente di griglia (fig. 11 a), si comporta come una forza controelettromotrice. Poichè la corrente continua di griglia è $I_{gm} = 90$ mA ed è $E_{go} = -155$ V, la potenza in tal modo consumata è $-I_{gm} E_{go} \cong 14$ W; la potenza dissipata in calore sulla griglia risulta perciò $P_c - 14 = 10$ W.

Vogliamo ora studiare graficamente, mediante le caratteristiche statiche del tubo, il funzionamento dell'amplificatore: ci varremo delle caratteristiche anodiche e delle *caratteristiche di griglia*, le quali esprimono il valore della corrente di griglia in funzione della tensione anodica per vari valori della tensione di griglia. Le famiglie delle caratteristiche

statiche anodiche e di griglia del tubo 3C300 sono indicate dai diagrammi a) e c) della figura 25. Per lo studio occorre partire dai diagrammi della tensione anodica e di griglia della figura 24 a); notiamo che, es-

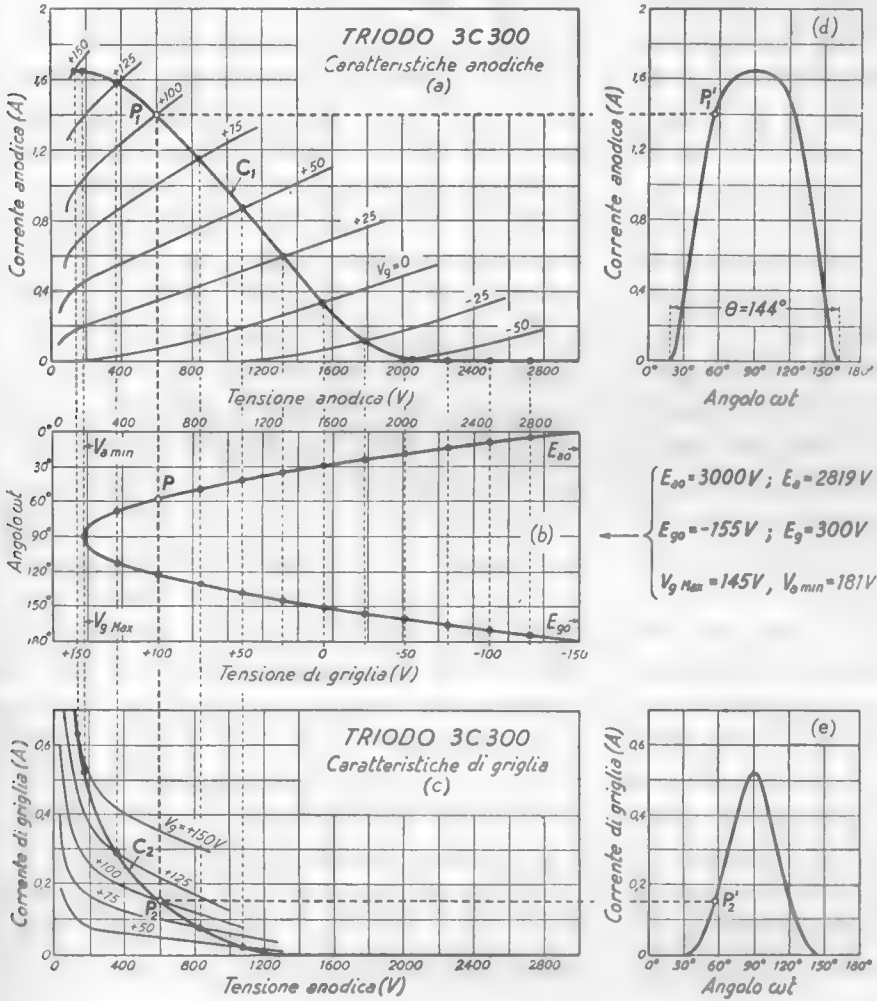


Fig. 25 — Studio grafico dell'amplificatore di classe C.

sendo sinusoidali sia e_a che e_g , l'andamento delle due tensioni può rappresentarsi, per comodità, con una medesima sinusoide, pur di alterare le scale e di disporre opportunamente l'origine ed il verso degli assi, così come è mostrato nella figura 24 b). La scala su cui devono essere

letti i valori della tensione anodica è a sinistra, quella su cui devono essere letti i valori della tensione di griglia è a destra ed è rovesciata rispetto alla precedente; i valori della tensione di griglia e della tensione di placca corrispondenti ad un medesimo istante si possono leggere sulle rispettive scale in corrispondenza alla medesima orizzontale.

Un diagramma di questo tipo, quotato coi valori di E_{ao} , E_a , E_{go} , E_g relativi all'amplificatore in oggetto, è riportato nella figura 25 (diagramma *b*) fra le famiglie delle caratteristiche anodiche e di griglia. In tale diagramma ad ogni istante t — cioè in corrispondenza ad ogni valore dell'angolo ωt — corrisponde un valore della tensione anodica e della tensione di griglia: ad esempio, per $\omega t = 58^\circ$ si ha $v_a = 600$ V, $v_g = +100$ V. Ad ogni coppia di valori così ottenuta corrisponde un punto nei diagrammi *a*) e *c*) delle caratteristiche anodiche e di griglia; così alla coppia $v_a = 600$ V, $v_g = +100$ V (punto P) corrisponde il punto P_1 nel diagramma *a*) e P_2 nel diagramma *c*). Unendo tutti i punti così ottenuti si ottengono le curve C_1 e C_2 che possono chiamarsi *caratteristica dinamica anodica* ⁽³²⁾ e *caratteristica dinamica di griglia* dell'amplificatore. Tracciate tali curve si può ottenere per punti l'andamento della corrente anodica e di griglia; basta, infatti, in corrispondenza ad un generico angolo ωt , ricavare nel diagramma *b*) il relativo valore di v_a e leggere sulle caratteristiche dinamiche C_1 e C_2 i valori corrispondenti della corrente anodica e di griglia, riportandoli poi, in funzione dell'angolo ωt , nei diagrammi *d*), *e*) della solita figura 25. Eseguendo tale costruzione per un numero conveniente di punti, si ottiene agevolmente l'andamento di j_a ed j_g . Notiamo subito, nel diagramma *d*), che l'angolo di circolazione della corrente anodica è 144° ; quello della corrente di griglia è naturalmente inferiore perchè la corrente anodica passa quando la tensione di griglia supera l'interdizione mentre la corrente di griglia si ha solo quando la tensione di griglia supera lo zero. Eseguendo l'analisi armonica dei guizzi di corrente potrebbero ricavarsi i valori di I_{am} , I_{a1} , I_{gm} , ecc.; da questi valori potrebbero ricavarsi le varie grandezze già da noi dedotte partendo dai dati di catalogo.

(32) - Nei casi di amplificazione considerati nel Vol. I (Cap. XII) la caratteristica dinamica anodica coincideva con la retta di carico perchè il circuito di carico anodico era una resistenza. In questo caso il circuito oscillatorio anodico si comporta come un carico ohmico solo per la prima armonica della corrente anodica ma non per la corrente anodica complessiva.

11. — Moltiplicazione di frequenza.

Abbiamo accennato nel n. 3 alla possibilità offerta dagli amplificatori di classe *C* di moltiplicare la frequenza f_0 di un'oscillazione sinusoidale per un numero intero. Essa è basata sul fatto che in un amplificatore di classe *C* la corrente è scomponibile in una corrente continua ed in una successione di oscillazioni di frequenza $f_0, 2f_0, 3f_0$, ecc.; nell'uso normale viene utilizzata l'oscillazione di frequenza f_0 (prima armonica) ma si possono in egual modo utilizzare le armoniche successive accordando il circuito risonante sulle frequenze $2f_0, 3f_0$, ecc.

L'ampiezza delle varie armoniche è funzione dell'angolo di circolazione ⁽³³⁾ e, per ogni armonica, esiste un valore ottimo di tale angolo che comporta la massima potenza d'uscita da parte dell'amplificatore. In pratica solo se ci si limita alle prime armoniche si ottiene un'uscita utilizzabile; spesso, poi, non è facile ottenere la completa eliminazione delle due armoniche immediatamente adiacenti a quella prescelta ⁽³⁴⁾, data la sempre limitata selettività del circuito risonante. Di grande aiuto sono allora i particolari collegamenti (di tubi o di transistori), denominati *push-pull* e *push-push*, coi quali si eliminano rispettivamente le armoniche pari e le armoniche dispari, così che lo scarto di frequenza fra due armoniche risulta doppio.

La proprietà del collegamento *push-pull* di eliminare le armoniche pari è già nota (n. 3), per cui risulta ben chiaro che un amplificatore *push-pull* come quello della figura 5 (n. 3) è atto a fornire in uscita oscillazioni di frequenza $f_0, 3f_0, 5f_0 \dots$, pur di accordare su tali frequenze il circuito risonante anodico.

Lo schema di un *amplificatore push-push*, attuato con due triodi, è indicato nella figura 26: le griglie, come si vede, sono alimentate in opposizione di fase dal segnale d'ingresso, mentre le placche sono collegate fra loro in parallelo al circuito risonante. Se i due tubi funzionano in classe *C*, le loro correnti anodiche avranno l'andamento indicato nei diagrammi *a*) e *c*) della figura 26; pertanto nel circuito anodico, dove

⁽³³⁾ - Nel caso che gli impulsi di corrente possano essere considerati elementi di sinusoide, la dipendenza dell'ampiezza delle tre prime armoniche dall'angolo di circolazione è deducibile dal diagramma della figura 3 (n. 3).

⁽³⁴⁾ - Se questa è, ad esempio, la quarta armonica ($4f_0$) le armoniche adiacenti sono la terza ($3f_0$) e la quinta ($5f_0$).

tali correnti si sommano, si avrà una corrente avente l'andamento *b)*, la cui frequenza è evidentemente doppia di quella della tensione applicata alle griglie. Basterà accordare il circuito anodico sulla frequenza $2f_0$ per ottenere all'uscita un'oscillazione di tale frequenza: in queste condi-

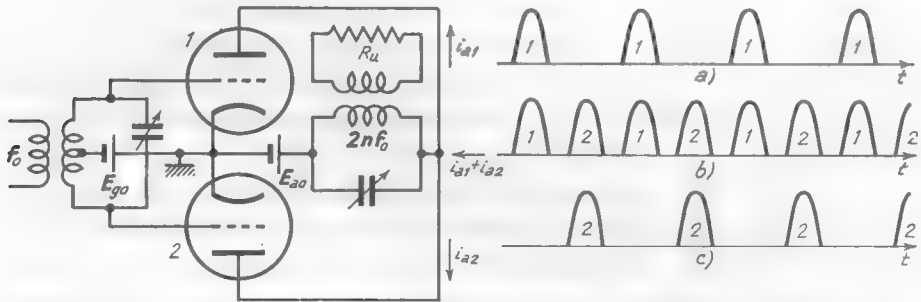


Fig. 26 — Amplificatore push-push: schema di principio e diagrammi delle correnti.

zioni l'amplificatore è comunemente denominato *duplicatore di frequenza*. Naturalmente il circuito risonante può essere accordato anche nelle frequenze $4f_0, 6f_0, \dots$ dando luogo così alla moltiplicazione per $4, 6, \dots$ della frequenza originaria.

Vedremo l'impiego dei moltiplicatori di frequenza nei radiotrasmettitori (Cap. IX), dove assolvono l'importante compito di permettere la trasmissione su frequenze multiple di quelle prodotte dagli oscillatori a quarzo, che studieremo nel prossimo capitolo.

CAPITOLO VI

OSCILLATORI

1. — Autoeccitazione di un amplificatore selettivo.

Nello studio degli amplificatori in reazione (Vol. I, Cap. XIII, n. 3) abbiamo visto la possibilità che un amplificatore in reazione positiva dia luogo a spontanee oscillazioni, indipendentemente dall'applicazione di un segnale d'ingresso. Ciò accade per qualsiasi tipo di amplificatore;

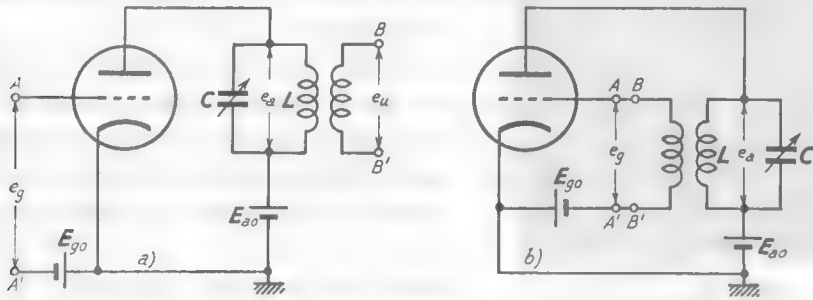


Fig. 1 — Collegamento fra uscita ed entrata di un semplice amplificatore selettivo.

ma se si parte da un *amplificatore selettivo* — capace, cioè, di amplificare solo oscillazioni di frequenza f_0 ben determinata — *le oscillazioni che si ottengono sono sinusoidali ed hanno sostanzialmente frequenza uguale a quella su cui l'amplificatore è accordato.*

Per renderci conto di ciò consideriamo il semplice amplificatore della figura 1 a) e supponiamo che al suo ingresso sia applicato un segnale sinusoidale e_g di frequenza uguale a quella su cui il circuito riso-

nante è accordato: come sappiamo, la tensione oscillatoria anodica e_a ha fase opposta alla tensione di entrata e_g . La tensione e_u ai morsetti d'uscita può avere lo stesso segno o segno opposto di e_a a seconda del verso dell'avvolgimento secondario di fronte a quello primario; corrispondentemente e_a può essere in opposizione di fase od in fase con e_g .

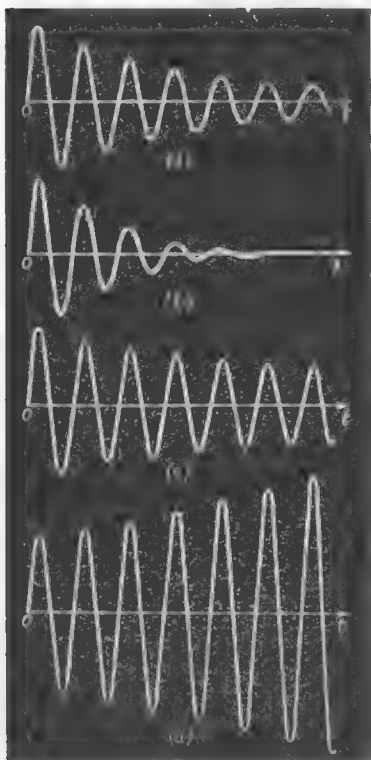


Fig. 2 — Oscillazioni nel circuito della fig. 1 in varie condizioni.

Ciò posto, supponiamo inesistente il segnale d'ingresso e_g e colleghiamo fra loro i morsetti d'entrata AA' e di uscita BB' così da stabilire la *reazione* (fig. 1 *b*). Come per un pendolo un qualsiasi scuotimento provoca la nascita di un'oscillazione smorzata, così una qualsiasi perturbazione elettrica (variazione della tensione di alimentazione, agitazione termica degli elettroni, ecc.) provoca la nascita di un'oscillazione elettrica nel circuito risonante, la quale, se il circuito fosse isolato, si smorzerebbe rapidamente: nella figura 2 *b*) è indicato il corrispondente andamento della tensione anodica e_a .

Naturalmente l'oscillazione che nasce nel circuito risonante risulta riportata alla griglia a causa del collegamento fra uscita ed entrata: se la tensione e_g applicata alla griglia è *in fase* con l'oscillazione *a*), essa tende a produrre nel circuito risonante anodico un'oscillazione con fase opposta alla oscillazione originaria, la quale ne risulterà indebolita; in definitiva l'oscillazione nel circuito risonante si smorzera più rapidamente che in regime libero, come è indicato visivamente nella figura 2 *b*). Se, invece, per l'opportuna scelta del verso degli avvolgimenti, la tensione e_g che risulta applicata alla griglia è *in opposizione di fase* con l'oscillazione originaria, essa tende a produrre nel circuito risonante un'oscillazione *avente la stessa fase di quella preesistente*; questa, pertanto, risulta rinforzata ed il suo smorzamento avviene in maniera meno rapida, come è indicato nella figura 2 *c*). Manife-

stamente nella situazione della figura 2 b) il collegamento fra uscita ed entrata è tale da produrre *reazione negativa*, mentre nella situazione della figura 2 c) esso dà luogo a *reazione positiva*. Se questa poi è sufficientemente elevata, l'oscillazione non solo non è più smorzata, ma la sua ampiezza tende a divenire via via maggiore, come è indicato nella figura 2 d): perchè ciò accada occorre evidentemente che la potenza conferita dal tubo (sotto comando della griglia) al circuito risonante anodico sia *superiore* a quella che in esso viene dissipata, il che si ottiene dimensionando opportunamente il grado di accoppiamento fra il circuito anodico e quello di griglia.

Naturalmente l'accrescimento dell'oscillazione non può proseguire indefinitivamente: l'aumento del segnale d'entrata porta rapidamente la griglia a divenire positiva con conseguente passaggio di corrente e relativa dissipazione di potenza. Si finisce così per arrivare ad una situazione di regime in cui quanta potenza viene prodotta ⁽¹⁾, tanta ne viene dissipata: *l'accrescimento allora cessa e l'oscillazione si mantiene di ampiezza costante*.

Raggiunta la condizione di regime l'amplificatore provvede da se stesso alla propria eccitazione di griglia (*amplificatore auto-eccitato*): esso è divenuto un generatore di tensione alternata ⁽²⁾, di frequenza praticamente uguale alla frequenza di risonanza $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, che prende il nome di auto-oscillatore o, più comunemente, di *oscillatore*. Il circuito della figura 1 b), nella situazione corrispondente al diagramma c) della figura 2 è il prototipo di una classe di amplificatori autoeccitati che si dicono *oscillatori di Meissner*: ne continueremo lo studio nel numero seguente indicandone altri esempi.

2. — Oscillatore di Meissner.

Nell'oscillatore di Meissner introdotto nel paragrafo precedente (fig. 1 b), ed in tutti i tipi di oscillatori che studieremo in seguito, per ottenere lo stato di regime senza soverchia dissipazione di potenza sulla

⁽¹⁾ - Essa è fornita dall'alimentatore anodico e convertita da continua in alternata dal tubo.

⁽²⁾ - La tensione è prelevabile, ad esempio, mediante un condensatore della placca del tubo oppure per mutua induzione valendosi di un ulteriore avvolgimento concatenato con quello del circuito risonante.

griglia e per rendere stabile il funzionamento, si sostituisce alla sorgente continua di polarizzazione E_{g0} un gruppo di polarizzazione automatica (Cap. V, n. 5, fig. 12) come è indicato nella figura 3 a); in presenza della polarizzazione automatica il processo con cui, avvenuto l'innesco delle oscillazioni, l'oscillatore si porta a regime, è il seguente.

Mancando una sorgente di polarizzazione della griglia, prima della nascita delle oscillazioni la tensione di griglia è nulla: appena inizia il fenomeno oscillatorio, il segnale applicato alla griglia è molto piccolo per cui la corrente di griglia e la polarizzazione negativa da essa pro-

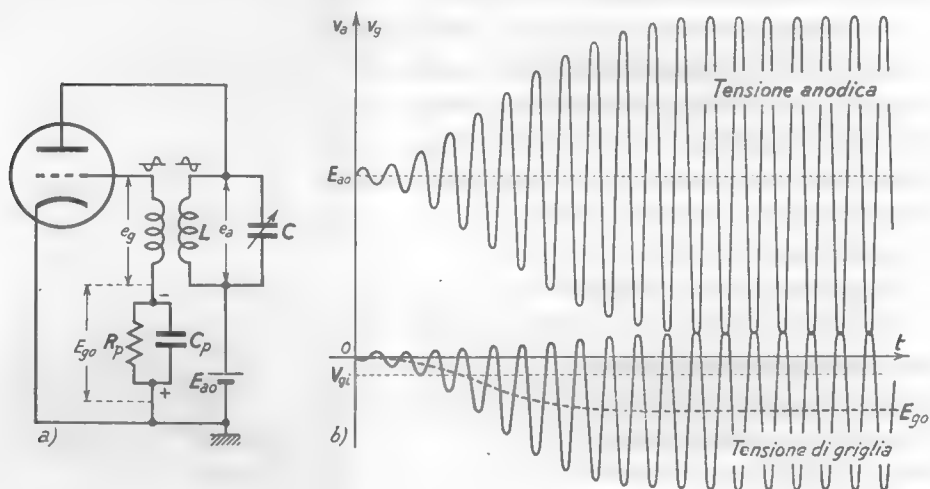


Fig. 3 — Introduzione nell'oscillatore di Meissner della polarizzazione automatica di griglia; andamento nel tempo delle tensioni oscillatorie di placca e di griglia e della tensione di polarizzazione durante la fase di innesco.

dotta risultano minime. Di mano in mano che l'ampiezza dell'oscillazione cresce, aumenta la corrente di griglia e con essa la polarizzazione negativa: questa finisce per oltrepassare la tensione di interdizione V_{oi} , portando così il tubo a lavorare in classe C; l'accrescimento della tensione oscillatoria anodica e di griglia e della tensione E_{g0} di polarizzazione è mostrato (in maniera puramente indicativa) nella figura 3 b). Ricordando il comportamento di un amplificatore in classe C al variare della tensione di entrata (Cap. V, n. 8, fig. 20), si comprende come le oscillazioni della tensione di placca e di griglia finiscano di crescere e si raggiunga uno stato di regime in corrispondenza al quale l'ampiezza delle oscillazioni abbia un valore costante nel tempo; e ciò senza che

la potenza dissipata nel circuito di griglia assuma valori ragguardevoli come invece accadeva in assenza della polarizzazione automatica. Questa, poi, contribuisce in maniera fondamentale a mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni una volta che si è raggiunto lo stato di regime: se, difatti, per una causa qualunque, diminuisce l'ampiezza dell'oscillazione, diminuisce corrispondentemente anche il valore assoluto della tensione negativa di polarizzazione e ciò provoca un aumento di ampiezza degli impulsi di corrente anodica che tende a riportare l'oscillazione all'ampiezza di regime; cosa analoga avviene quando l'ampiezza dell'oscillazione tende casualmente ad aumentare⁽³⁾.

L'oscillatore di Meissner descritto — il cui schema è ripetuto nella figura 4 a) — può subire innumerevoli varianti circuitali. Invece che

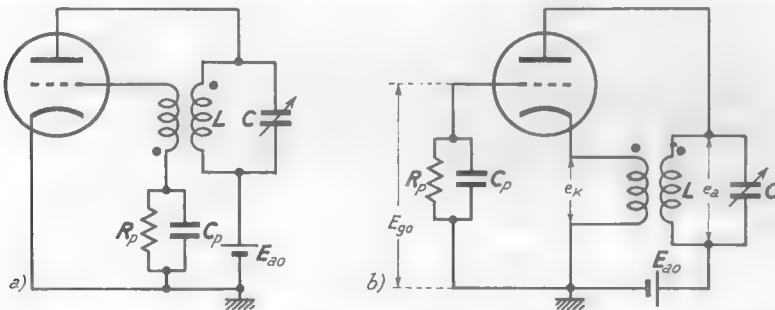


Fig. 4 — Oscillatori di Meissner: a) reazione sulla griglia; b) reazione sul catodo.

applicare il segnale alla griglia e tenere il potenziale del catodo fisso, si può, ad esempio, tenere fisso il potenziale di griglia ed applicare il segnale al catodo, come è fatto nella figura 4 b). Naturalmente, affinché si verifichi l'autoeccitazione, il segnale applicato al catodo deve avere la stessa fase del segnale anodico⁽⁴⁾, il che impone un'inversione del verso di avvolgimento dell'induttore secondario rispetto al caso precedente;

(3) - Perchè l'azione regolatrice del gruppo di polarizzazione automatica possa manifestarsi occorre che la costante di tempo $R_p C_p$ sia accuratamente dimensionata; un cattivo dimensionamento può portare ad un fenomeno di periodica interruzione delle oscillazioni (detto *autostrappamento*) che costituisce un grave inconveniente per il funzionamento dell'oscillatore. La spiegazione del fenomeno è data dal CARRARA nell'articolo: N. CARRARA - *Stabilità di ampiezza degli autoscillatori* - "Alta Frequenza,, , 1942, XI, pag. 191.

(4) - Ricordiamo che in un'amplificatore ad entrata catodica il segnale d'uscita anodica ha la stessa fase del segnale d'ingresso.

ciò è indicato simbolicamente negli schemi della figura 4 dalle posizioni relative dei due punti, segnati in corrispondenza agli estremi degli avvolgimenti in cui le tensioni si presentano con la medesima fase.

Gli oscillatori di Meissner della figura 4 possono essere realizzati, con evidenti sostituzioni, mediante transistori: nella figura 5 sono indicati i cui circuiti corrispondenti, rispettivamente con reazione sulla base e con reazione sull'emettitore. Negli schemi può notarsi la presenza del gruppo di stabilizzazione $C_e R_e$ e del sistema di polarizzazione, ottenuto col partitore R_p', R_p e la capacità C_p . La polarizzazione è in parte

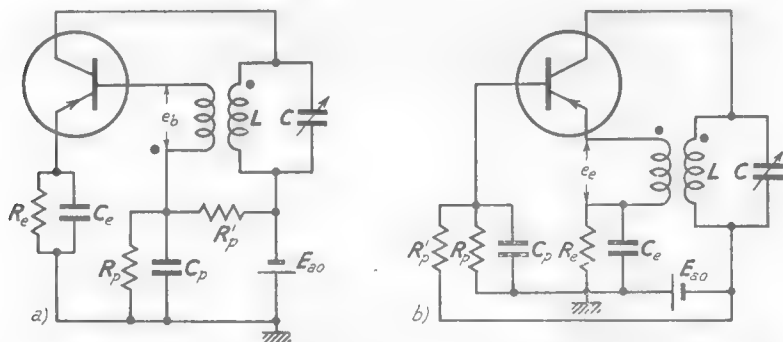


Fig. 5 — Oscillatori di Meissner a transistori, corrispondenti a quelli della fig. 4.

fissa ed in parte automatica: precisamente il gruppo $R_p C_p$, pensato isolatamente; dà luogo alla polarizzazione automatica, mentre il partitore R_p', R_p , preso a sè, dà luogo ad una polarizzazione fissa, utile per stabilire le migliori condizioni di funzionamento del transistor.

Un oscillatore analogo a quelli descritti, e che appartiene ancora alla categoria degli *oscillatori di Meissner*, è indicato nella figura 6 a): qui il circuito risonante è posto nel circuito di griglia invece che in quello di placca. Con ciò il funzionamento rimane il medesimo ma si ha il vantaggio che il circuito oscillatorio non è sottoposto alla tensione di alimentazione E_{in} , come accadeva negli schemi precedenti.

L'oscillatore di Meissner, nella nuova forma, si presta ad un'utile interpretazione energetica. Consideriamo l'oscillatore a regime: l'energia necessaria per mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni del circuito LC proviene dall'alimentatore anodico ed è fornita al circuito oscillatorio, tramite l'accoppiamento induttivo, dagli impulsi della corrente anodica: questi sono comandati dalla tensione oscillatoria stessa che

agisce sulla griglia del tubo operante in classe C. In maniera analoga, in un orologio il pendolo (od il bilanciere) riceve energia ad impulsi dalla molla tramite il dispositivo *ancora-scappamento*, il cui funzionamento è comandato dal pendolo stesso. Nell'oscillatore è il circuito LC che stabilisce la frequenza, come nell'orologio il pendolo, mentre l'alimentatore, tramite il tubo ed i suoi annessi, fornisce l'energia, come nell'orologio la molla tramite il dispositivo ancora-scappamento. Ma nell'orologio, sia pure in piccola misura, la frequenza dipende anche dai vari dispositivi che agiscono sul pendolo e dalla carica della molla; nello stesso modo *nell'oscillatore la frequenza non è esattamente quella di risonanza del circuito risonante, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, ma dipende in piccola misura dagli elementi del circuito e principalmente dal tubo e dalle ten-*

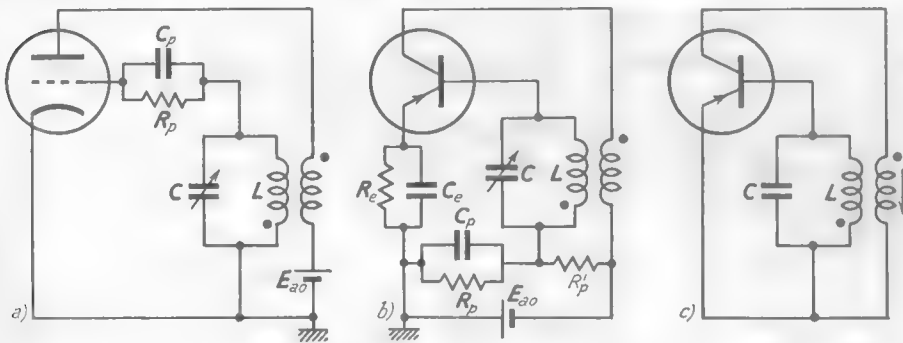


Fig. 6 — Oscillatori di Meissner con circuito risonante collegato alla griglia od alla base.

sioni di alimentazione. Più piccola è l'energia che, ad ogni periodo, il pendolo od il circuito risonante richiedono per mantenere inalterata l'ampiezza dell'oscillazione, minore risulterà l'effetto del sistema di alimentazione sul comportamento dell'orologio o dell'oscillatore e quindi, in particolare, sulla loro frequenza di oscillazione. Da queste considerazioni intuitive si può dedurre la conseguenza (che l'esperienza conferma pienamente) che *la frequenza di un oscillatore è tanto più vicina alla frequenza di risonanza del circuito oscillatorio quanto più esso è buono, ossia quanto più alto è il suo Q*; agli effetti pratici ed in prima approssimazione, nei normali oscillatori si può senz'altro assumere quale frequenza di lavoro quella di risonanza del circuito risonante, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

Nella figura 6b) è mostrato lo schema del medesimo oscillatore della figura 6a), ma attuato con un transistor. Nonostante che il suo

funzionamento non si discosti dal precedente, la presenza del gruppo di stabilizzazione $R_e C_e$ e la maggiore complessità del sistema di polarizzazione rendono meno agevole la lettura del suo schema; per ridurre questo inconveniente (in questo ed in casi analoghi) si usa semplificare lo schema eliminando le parti che non interessano direttamente le componenti alternate della corrente e della tensione. Così, nello schema della figura 6 b), considerando l'alimentatore ed i condensatori C_e e C_p come dei cortocircuiti per le componenti alternate, si ottiene lo *schema ridotto* c) della stessa figura; pur essendo incompleto, esso mette in immediata evidenza gli elementi essenziali (presenza del circuito risonante, collegamento retroattivo fra il circuito di collettore e quello di base) che caratterizzano il funzionamento dell'oscillatore ⁽⁵⁾.

Il *circuito equivalente ridotto*, oltre che un mezzo per semplificare uno schema, può costituire il primo passo per lo studio di uno schema nuovo. Così, ad esempio, dallo schema c) della figura 6 può arguirsi

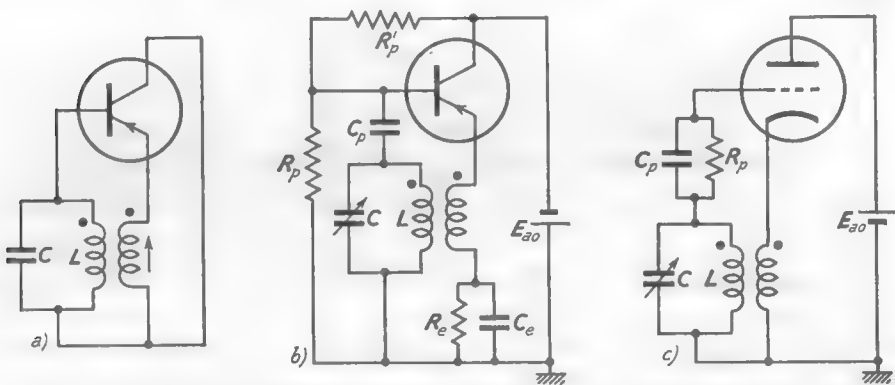


Fig. 7 — Oscillatori di Meissner con uscita di emettitore e circuito risonante nel circuito di base o di griglia.

la possibilità di attuazione di un oscillatore di tipo analogo ma con *uscita di emettitore* invece che di collettore: che risponda cioè allo schema equivalente ridotto della figura 7 a), in cui il verso degli avvolgimenti è giustificato dal fatto che il segnale d'uscita di emettitore ha la stessa fase del segnale d'entrata di base. Con l'introduzione dei sistemi

⁽⁵⁾ - Costituirà un utile esercizio ricavare gli schemi ridotti degli oscillatori indicati nelle figure 3, 4, 5 e 6a).

di stabilizzazione e di polarizzazione e dell'alimentatore si giunge, ad esempio, allo schema pratico di oscillatore della figura 7 *b*) o ad altri analoghi ⁽⁶⁾. Il corrispondente oscillatore attuato con un triodo assume lo schema della figura 7 *c*), che ha una stretta attinenza con quello della figura 4 *b*).

Può sembrare che il numero di schemi introdotti sotto l'unica denominazione di *oscillatori di Meissner* sia eccessivo e sia difficile non solo ricordarli, ma addirittura riconoscerli. In realtà non è necessario ricordare tutti gli schemi: può essere sufficiente fissare nella mente i due schemi delle figure 4 *a*) e 6 *a*) che sono fondamentali; la difficoltà, poi, di riconoscere gli altri schemi è eliminata dall'uso del circuito ridotto che, con un minimo di pratica, consente abbastanza bene di inquadrare rapidamente il funzionamento dell'oscillatore.

3. — Gli oscillatori di Hartley e di Colpitts.

Il collegamento fra i circuiti d'uscita e d'entrata dell'amplificatore selettivo — che è alla base del funzionamento dell'oscillatore — non è necessario che sia effettuato mediante un accoppiamento per mutua induzione come negli oscillatori di Meissner; esso può essere compiuto con uno qualunque dei sistemi di accoppiamento introdotti nel Vol. I (Cap. III, n. 2). La cosa essenziale è che il collegamento sia effettuato in maniera che la reazione risulti positiva e che abbia entità tale da consentire l'accrescimento dell'oscillazione sorta spontaneamente nel circuito risonante (fig. 2 *d*).

Consideriamo l'oscillatore della figura 7, fissando l'attenzione sullo schema ridotto *a*): la corrente che fluisce nell'induttore posto nel circuito collettore-emettitore (comandata dall'oscillazione presente nel circuito risonante) desta per mutua induzione nel circuito risonante una oscillazione che rinforza quella preesistente. Allo stesso risultato si può giungere facendo scorrere la corrente di emettitore in una parte dell'induttore stesso del circuito risonante, come è indicato nella figura 8 *a*): si tratta manifestamente del sistema di accoppiamento che abbiamo chiamato *autotrasformatorio* e di cui abbiamo visto l'impiego per l'ali-

(6) - La resistenza R_p può, ad esempio, essere posta in parallelo alla capacità C_p ; l'intero sistema di polarizzazione può essere sostituito con quello della fig. 6 *b*).

mentazione di un circuito risonante nel Cap. II, n. 9 (fig. 20 a). Se l'accoppiamento è sufficiente, il dispositivo della figura 8 a) (naturalmente corredato dell'alimentatore e degli altri elementi circuitali necessari) si comporta come un oscillatore. Esso è di tipo diverso da quello di Meissner (in quanto non fa uso dell'accoppiamento per mutua induzione che

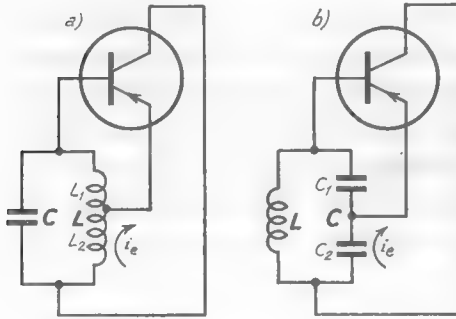


Fig. 8 — Schemi di principio ridotti degli oscillatori di Hartley e di Colpitts a transistori.

caratterizza questa categoria di oscillatori) e prende il nome di *oscillatore di Hartley*: ne approfondiremo fra breve le modalità di funzionamento.

La corrente del circuito collettore-emettitore, destinata a portare energia al circuito risonante, può essere fatta fluire nel ramo capacitivo, invece che nel ramo induttivo, utilizzando il tipo di accoppiamento capacitivo che abbiamo già introdotto nel

Cap. II (n. 9, fig. 20 c) per l'alimentazione di un circuito risonante. Lo schema che ne risulta è indicato nella fig. 8 b) e conduce ad una categoria di autooscillatori denominati *oscillatori di Colpitts*. Nella figura 9 sono indicati gli schemi ridotti dei corrispondenti oscillatori attuati con tubi.

Prima di vedere come negli oscillatori di Hartley e di Colpitts possano essere introdotti gli elementi relativi all'alimentazione ed alla polarizzazione esaminiamo le modalità del loro funzionamento secondo le linee seguite per l'oscillatore di Meissner. Con riferimento ai circuiti a tubi (fig. 9) consideriamo una perturbazione iniziale che dia luogo ad un'oscillazione libera nel circuito risonante; essa provochi fra P e G una differenza di potenziale v_{PG} del tipo indicato nel diagramma a) della figura 9. Grazie alla presa intermedia nell'induttore (*partitore induttivo*) o nella capacità (*partitore capacitivo*), la differenza di potenziale v_{PG} viene suddivisa in una tensione e_a fra placca e catodo ed in una tensione e_v fra griglia e catodo; esse sono manifestamente di segno opposto (fig. 9 b, c) e soddisfano, perciò, alla condizione necessaria per l'autoeccitazione. Difatti la tensione e_v , applicata fra griglia e catodo, produce in uscita, cioè fra placca e catodo, una tensione di fase oppo-

sta, ossia un'oscillazione avente fase concordante con quella preesistente (diagr. *b*). L'oscillazione iniziale risulta quindi rinforzata e se l'energia conferita al circuito risonante (dall'alimentatore tramite il tubo) è sufficiente, ha luogo l'innescò dell'oscillazione ed il suo mantenimento col meccanismo già studiato per l'oscillazione di Meissner: un'opportuna

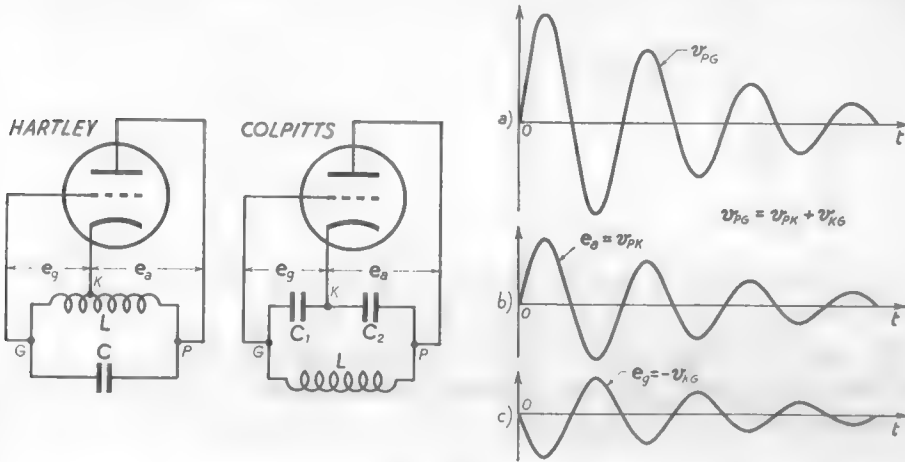


Fig. 9 — Schemi di principio degli oscillatori di Hartley e di Colpitts a tubi: una tensione oscillatoria v_{PG} nel circuito LC (diagr. *a*) si suddivide in due tensioni, e_a fra placca e catodo (*b*) ed e_g fra griglia e catodo (*c*), che sono in opposizione di fase fra loro.

scelta della presa intermedia nel partitore induttivo o dei valori di C_1 e C_2 nel partitore capacitivo, in quanto consente la dosatura della tensione applicata alla griglia dell'amplificatore, rende sempre possibile ciò. Considerazioni analoghe a quelle ora svolte per gli oscillatori a tubi possono essere fatte per gli oscillatori a transistori della figura 8.

L'alimentazione anodica e la polarizzazione di griglia (sempre di tipo automatico) possono essere introdotte in innumerevoli modi, così come l'alimentazione, la polarizzazione di base e la stabilizzazione dei transistori: ne risulta un certo numero di schemi diversi degli oscillatori di Hartley e Colpitts sia a tubi che a transistori. Due schemi tipici di oscillatori a tubi sono quelli indicati nella figura 10: si noti come, nel secondo, l'alimentazione anodica sia effettuata *in parallelo* (Cap. III, n. 7, fig. 19) tramite l'*induttore di arresto* L_b (qualche volta l'induttore è sostituito da un resistore). Nella figura 11 sono indicati due schemi tipici dei medesimi oscillatori attuati con transistori: anche qui l'ali-

mentazione del collettore dell'oscillatore di Colpitts è in parallelo. Per le componenti alternate la capacità C_p di polarizzazione, la capacità C_e del gruppo di stabilizzazione e l'alimentatore E_{a0} costituiscono corti cir-

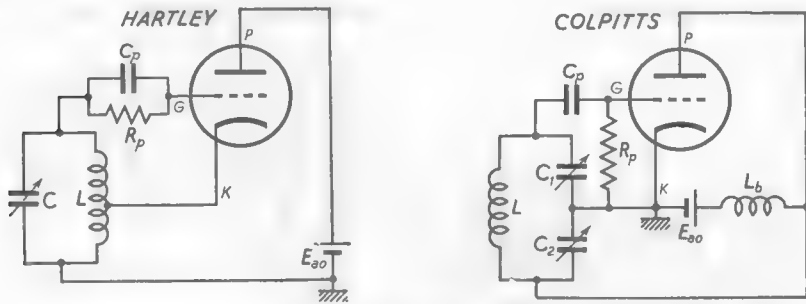


Fig. 10 — Due tipici schemi di oscillatori di Hartley e di Colpitts a tubi.

cuiti, mentre l'induttanza d'arresto L_b si comporta praticamente come un circuito aperto, per cui gli schemi delle figure 11 e 10 si riducono perfettamente a quelli delle figure 8 e 9; il collegamento a massa di un

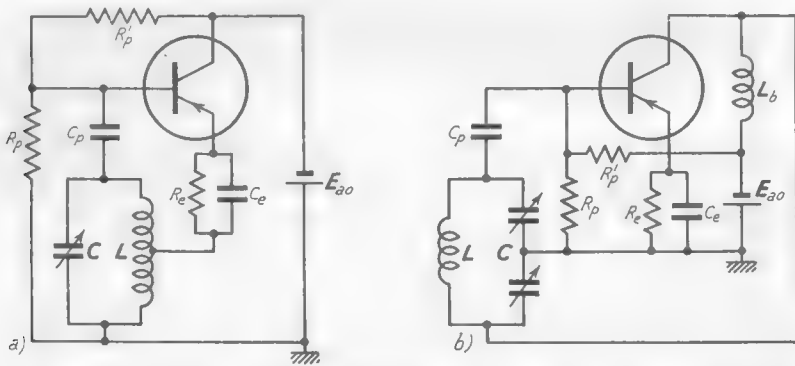


Fig. 11 — Due schemi tipici di oscillatori di Hartley e di Colpitts a transistori.

punto del circuito, qualunque esso sia, non ne modifica in alcun modo il comportamento.

Gli oscillatori di Hartley e Colpitts sono casi particolari di un tipo più generale di oscillatori, detti *a tre punti*, che esamineremo nel prossimo paragrafo.

4. — Oscillatori a tre punti.

Un'importante categoria di oscillatori — a cui possono ricondursi quelli studiati nel paragrafo precedente — trae origine dall'amplificatore indicato schematicamente nella figura 12 a) (7). Le tre impedenze costituiscono il circuito risonante che dà la necessaria selettività all'amplificatore; nello stesso tempo due delle tre impedenze ($\bar{Z}_{s,1}$ e $\bar{Z}_{i,0}$) formano un partitore che produce la tensione d'uscita \bar{E}_u la quale deve avere la stessa fase della tensione d'entrata \bar{E}_i ed ampiezza uguale o mag-

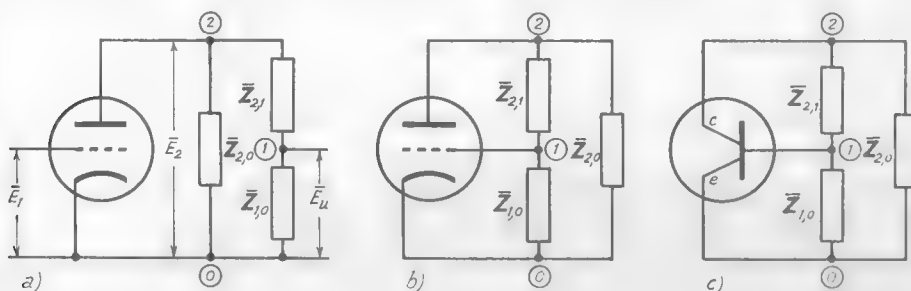


Fig. 12 — Origine degli oscillatori a tre punti (8).

giore di essa. In queste condizioni, collegando l'uscita all'entrata, come è fatto nello schema b), l'amplificatore provvede da solo alla propria eccitazione e diviene un oscillatore, che è detto *oscillatore a tre punti*; lo schema c) indica il corrispondente circuito attuato con transistor. I tre punti, indicati con le cifre 0, 1, 2 nella figura 12, sono rispettivamente l'emettitore (catodo), l'elettrodo di controllo (griglia o base) e il collettore (placca).

Si trova che *condizione necessaria per l'autoeccitazione del circuito a tre punti è che la reattanza delle due impedenze che fanno capo all'emettitore ($\bar{Z}_{1,0}$ e $\bar{Z}_{2,0}$) siano dello stesso segno fra loro (entrambe induttive o entrambe capacitive) e di segno opposto alla reattanza della terza impedenza ($\bar{Z}_{s,1}$); questa utile proposizione prende il nome di *teorema dei tre punti* e sarà dimostrata in appendice al paragrafo. Per ri-*

(7) - Nello schema — del tipo ridotto, usato nei precedenti paragrafi — è fatta astrazione dell'alimentatore e del sistema di polarizzazione.

(8) - La mancanza della freccia sul conduttore dell'emettitore (schema c) indica che lo schema vale indifferentemente per i transistori *p-n-p* ed *n-p-n*.

cordarla più agevolmente conviene ridisegnare gli schemi *b)* e *c)* della figura 12 nel modo indicato nella figura 13; allora le due impedenze che fanno capo all'emettitore, e che devono essere di egual natura (entrambe

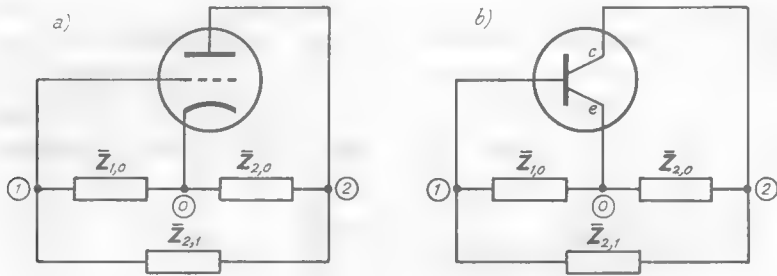


Fig. 13 — Schemi adatti per ricordare la condizione dei tre punti.

induttive o capacitive), appaiono affiancate, mentre la terza, con reattanza di segno opposto, compare da sola.

Sono manifestamente *oscillatori a tre punti* gli oscillatori di Hartley e Colpitts (n.3, figg.8-9): nel primo le due impedenze che fanno capo all'emettitore sono induttive e la terza capacitiva; nell'oscillatore di Colpitts, invece, le parti sono invertite.

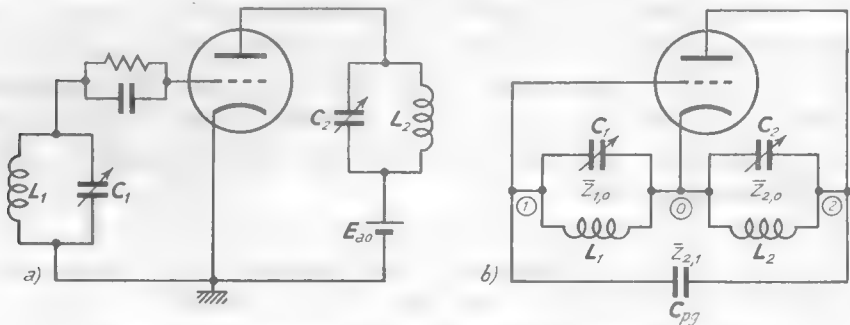


Fig. 14 — Oscillatore di Armstrong e suo schema ridotto.

Un interessante esempio di oscillatore a tre punti è l'*oscillatore di Armstrong* indicato nella figura 14 *a)*: si verifica sperimentalmente che, per una conveniente regolazione di C_1 e C_2 , il circuito oscilla e la frequenza delle oscillazioni è inferiore alle frequenze di risonanza dei due circuiti $L_1 C_1$ ed $L_2 C_2$. La derivazione dell'oscillatore di Armstrong dallo schema a tre punti non appare immediata ed anzi non si vede neppure,

nello schema, alcuna forma di accoppiamento fra i circuiti di uscita e d'entrata, che invece sappiamo essere essenziale per l'autoeccitazione; ma l'accoppiamento in realtà esiste ed è dovuto alla presenza della capacità fra placca e griglia nell'interno del tubo ⁽⁹⁾.

Mettendo in esplicita evidenza la capacità placca-griglia C_{pv} , lo schema ridotto del circuito risulta quello indicato nella figura 14 b) ⁽¹⁰⁾, di cui è chiara la dipendenza dallo schema a) della figura 13. Dal teorema dei tre punti deriva che, se il circuito si comporta come oscillatore, le due impedenze che fanno capo al catodo devono essere induttive, dal momento che la terza impedenza $\bar{Z}_{2,1}$ è costituita dalla capacità C_{pv} stessa. Poichè le sopradette impedenze sono i circuiti risonanti $L_1 C_1$ ed $L_2 C_2$, ne deriva che l'oscillatore va spontaneamente a funzionare ad una frequenza per la quale i due circuiti si comportino induttivamente: ciò avviene appunto, come sappiamo (Cap. II, n. 2, fig. 6 b'), ad una frequenza inferiore alle frequenze proprie di risonanza dei due circuiti.

Il fatto che sia possibile l'autoeccitazione mediante l'accoppiamento prodotto dalla capacità placca-griglia (capacità fra collettore e base nei transistori) è il grave inconveniente di cui abbiamo più volte parlato circa l'impiego dei triodi e dei transistori negli amplificatori per alte frequenze (Cap. IV-V). È tale inconveniente il motivo principale dell'uso preferenziale, nei suddetti amplificatori, dei pentodi e tubi a fascio o, quando ciò non sia possibile, dell'adozione dei sistemi di neutralizzazione ed autoneutralizzazione.

Vedremo nei paragrafi seguenti altri oscillatori riconducibili agli schemi a tre punti: mostreremo ora le basi matematiche del suddetto teorema, traendone anche utili indicazioni sulla frequenza di lavoro degli oscillatori.

APPENDICE: DIMOSTRAZIONE DEL TEOREMA DEI TRE PUNTI - FREQUENZA DELL'OSCILLATORE DI COLPITTS. Per lo studio del circuito a tre punti consideriamo l'amplificatore indicato nella figura 15 a) e determiniamo le condizioni per le quali la tensione d'uscita \bar{E}_u è in fase con la tensione d'ingresso \bar{E}_i : perchè ciò avvenga, occorre e basta che sia $\bar{E}_u = m \bar{E}_i$ con

⁽⁹⁾ - Ne fa fede il fatto che se si usasse un tubo a griglia schermo, in cui tale capacità è trascurabile, l'oscillatore non funzionerebbe.

⁽¹⁰⁾ - Le capacità parassite griglia-catodo e placca-catodo possono considerarsi conglobate alle capacità C_1 e C_2 dei circuiti risonanti.

m reale e positivo. La tensione \bar{E}_u , in tali condizioni, riportata in ingresso, darà luogo a reazione positiva; che se poi è $m \geq 1$ si avrà innescamento spontaneo di oscillazioni.

Supponendo di operare in condizioni di linearità ⁽¹¹⁾, si può calcolare \bar{E}_u valendosi del circuito differenziale dell'amplificatore, che è indicato nella figura 15 b); questo si può semplificare conglobando in una

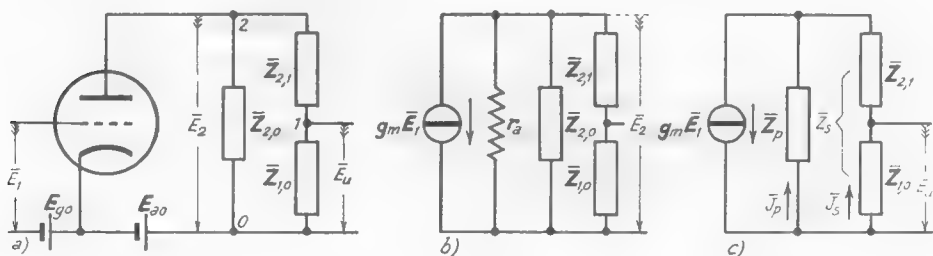


Fig. 15 — Schemi per la dimostrazione del teorema dei tre punti.

unica impedenza \bar{Z}_p la resistenza r_a e l'impedenza $\bar{Z}_{2,0}$ (fig. 15 c) e considerando come un'unica impedenza \bar{Z}_s la serie di $\bar{Z}_{2,1}$ e $\bar{Z}_{1,0}$. La corrente del generatore, $g_m \bar{E}_1$, si suddivide in due correnti, \bar{J}_p ed \bar{J}_s , che circolando nelle due impedenze \bar{Z}_p e \bar{Z}_s , danno luogo a due cadute di tensione uguali fra loro; si può dunque scrivere:

$$(1) \quad \begin{cases} \bar{J}_p + \bar{J}_s = g_m \bar{E}_1, \\ \bar{Z}_p \bar{J}_p = \bar{Z}_s \bar{J}_s, \end{cases} \quad \begin{cases} \bar{J}_p = g_m \bar{E}_1 - \bar{J}_s, \\ \bar{J}_p = \bar{Z}_s \bar{J}_s / \bar{Z}_p, \end{cases}$$

da cui si deduce agevolmente:

$$(2) \quad \bar{J}_s = g_m \bar{E}_1 \frac{\bar{Z}_p}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_p}.$$

La tensione d'uscita \bar{E}_u non è che la caduta di tensione prodotta da \bar{J}_s in $\bar{Z}_{1,0}$, però col segno cambiato, dato il verso della corrente; si ha perciò:

$$(3) \quad \bar{E}_u = -g_m \bar{E}_1 \frac{\bar{Z}_p \bar{Z}_{1,0}}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_p}.$$

⁽¹¹⁾ - Nel funzionamento dell'oscillatore tale condizione potrà essere soddisfatta solo immediatamente dopo l'innescamento, quando l'ampiezza delle oscillazioni è ancora molto piccola.

La condizione di autoeccitazione, $\bar{E}_u = m \bar{E}_1$, diviene pertanto:

$$(4) \quad m \bar{E}_1 = -g_m \bar{E}_1 \frac{\bar{Z}_p \bar{Z}_{1,0}}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_p},$$

che, ponendo $G = g_m/m$, si traduce nell'eguaglianza:

$$(5) \quad \bar{Z}_s + \bar{Z}_p + G \bar{Z}_p \bar{Z}_{1,0} = 0.$$

Poichè \bar{Z}_s , \bar{Z}_p e $\bar{Z}_{1,0}$ sono grandezze complesse, la (5) si traduce in due relazioni fra le parti reali ed i coefficienti dell'immaginario; posto $\bar{Z}_s = R_s + j X_s$, $\bar{Z}_p = R_p + j X_p$, $\bar{Z}_{1,0} = R_{1,0} + j X_{1,0}$, la (5) diviene:

$$(6) \quad R_s + j X_s + R_p + j X_p + G (R_p + j X_p) (R_{1,0} + j X_{1,0}) = 0,$$

da cui si deducono le relazioni:

$$(7) \quad R_s + R_p + G R_p R_{1,0} - G X_p X_{1,0} = 0,$$

$$(8) \quad X_s + X_p + G R_p X_{1,0} + G X_p R_{1,0} = 0.$$

Queste relazioni esprimono le condizioni necessarie e sufficienti affinché \bar{E}_u sia in fase con \bar{E}_1 ed abbia ampiezza m volte maggiore. Senza risolverle, già dalla loro ispezione qualitativa è possibile dimostrare il criterio *necessario* per la concordanza di fase di \bar{E}_u con \bar{E}_1 , che abbiamo denominato *teorema dei tre punti*.

Osserviamo che nella (7) i primi tre termini sono sicuramente positivi: affinché la somma di tutti i termini possa risultare nulla occorre che il quarto termine sia negativo e ciò impone che X_p ed $X_{1,0}$ abbiano lo stesso segno. Come conseguenza di ciò, nella (8) il secondo, terzo e quarto termine hanno lo stesso segno; affinché la somma di tutti i termini sia zero occorre che il primo termine, X_s , abbia segno opposto ai precedenti. Ne deduciamo quindi in particolare che X_s deve avere segno opposto ad $X_{1,0}$.

Osserviamo ora che X_p — essendo la reattanza di \bar{Z}_p che è il parallelo di $\bar{Z}_{2,0}$ ed r_a — ha certo lo stesso segno della reattanza di $\bar{Z}_{2,0}$, che diremo $X_{2,0}$: perciò $X_{2,0}$ ed $X_{1,0}$ devono avere lo stesso segno. Detta poi $X_{2,1}$ la reattanza di $\bar{Z}_{2,1}$, si ha $X_s = X_{2,1} + X_{1,0}$; dovendo X_s essere di segno opposto a quello di $X_{1,0}$, se ne deduce che $X_{2,1}$ deve avere segno opposto ad $X_{1,0}$ (e, naturalmente, valore assoluto maggiore).

Risulta pertanto provato che l'eguaglianza $\bar{E}_u = m \bar{E}_1$ impone che $X_{2,0}$ ed $X_{1,0}$ devono avere lo stesso segno, il quale è contrario a quello di $X_{2,1}$: ne deriva immediatamente la dimostrazione del teorema dei tre punti.

Indipendentemente da tale dimostrazione, l'equazione (5) — o le (7) ed (8) da essa derivate — permettono di ricavare le relazioni quantitative che devono intercorrere fra gli elementi costitutivi dei vari oscillatori a tre punti. Svolgeremo un esempio di calcolo relativamente all'oscillatore di Colpitts avendo di mira, in particolare, la determinazione della frequenza di lavoro.

Con riferimento allo schema ridotto della figura 9, le tre impedenze $\bar{Z}_{1,0}$, $\bar{Z}_{2,0}$, $\bar{Z}_{2,1}$ sono costituite dai due condensatori C_1 , C_2 (che supporremo privi di perdite) e dall'induttore, alla cui induttanza L penseremo associata una resistenza di perdita in serie R_s . Si ha allora:

$$(9) \quad \bar{Z}_{1,0} = -j/\omega C_1, \quad \bar{Z}_{2,0} = -j/\omega C_2, \quad \bar{Z}_{2,1} = R_s + j\omega L,$$

e ancora:

$$(10) \quad \bar{Z}_s = \bar{Z}_{2,1} + \bar{Z}_{1,0} = R_s + j\omega L - j/\omega C_1,$$

$$(11) \quad \bar{Z}_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{\bar{Z}_{2,0}}} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + j\omega C_2}.$$

Partiremo dalla formula (5), che si può riscrivere:

$$(12) \quad \frac{\bar{Z}_s}{\bar{Z}_p} + G\bar{Z}_{1,0} + 1 = 0;$$

sostituendo in questa i valori di $\bar{Z}_{1,0}$, \bar{Z}_s , \bar{Z}_p forniti dalle (9), (10) e (11), si ottiene

$$(13) \quad \left(R_s + j\omega L - \frac{j}{\omega C_1}\right) \left(\frac{1}{r_a} + j\omega C_2\right) - \frac{jG}{\omega C_1} + 1 = 0.$$

Separando le parti reali ed i coefficienti dell'immaginario si ottengono le due equazioni:

$$(14) \quad \frac{R_s}{r_a} - \omega^2 L C_2 + \frac{C_2}{C_1} + 1 = 0,$$

$$(15) \quad \omega C_2 R_s + \frac{1}{r_a} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1}\right) - \frac{G}{\omega C_1} = 0.$$

Dalla (14) si ricava:

$$(16) \quad \omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2} + \frac{R_s}{L C_2 r_a};$$

detta $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ la capacità serie di C_1 e C_2 , la precedente può scriversi:

$$(17) \quad \omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{R_s}{L C_2 r_a} = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R_s}{r_a} \frac{C}{C_1} \right).$$

Ricordando che $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ è la pulsazione di risonanza del circuito costituito dall'induttanza L e dalla capacità C , dalla (17) si deduce:

$$(18) \quad \omega^2 = \omega_0^2 \left(1 + \frac{R_s}{r_a} \frac{C}{C_1} \right),$$

e ancora:

$$(19) \quad f = f_0 \sqrt{1 + \frac{R_s}{r_a} \frac{C}{C_1}}.$$

In questa formula C è certamente minore di C_1 (perchè la serie di due capacità è inferiore a ciascuna capacità componente) ed inoltre R_s è sempre molto minore di r_a (ad esempio: $R_s = 5 \Omega$, $r_a = 10^4 \Omega$); la frequenza f differisce dunque pochissimo da f_0 e può, in generale, con essa essere confusa. Comunque, una differenza fra f ed f_0 esiste, seppur molto piccola, e dipende in parte dalla natura del tubo e dalle sue condizioni di funzionamento: ne vedremo le conseguenze nel prossimo paragrafo.

Sostituendo nell'equazione (15) il valore di ω dedotto dalla (17) — o, più semplicemente ponendo $\omega^2 = \omega_0^2 = 1/LC$, si ottengono, in maniera più o meno laboriosa, le condizioni a cui devono soddisfare C_1 e C_2 in relazione ai valori di L , C , R_s , r_a , g_m affinché si verifichi l'innesco ed il mantenimento delle oscillazioni.

Operando nello stesso modo sull'oscillatore di Hartley si arriva ad una formula analoga alla (19) per la frequenza di lavoro. Detta $R_{s,0}$ la resistenza associata alla parte di induttanza inserita nel circuito anodico, l'espressione della frequenza risulta:

$$(20) \quad f = f_0 \sqrt{1 + \frac{R_{s,0}}{r_a}}.$$

Questa formula, come la (19), si riferisce al funzionamento dell'oscil-

latore con deboli segnali, così che il tubo si comporti linearmente: ciò vale praticamente solo all'innesco, mentre nel funzionamento a regime la frequenza ha valori leggermente diversi e non valutabili teoricamente in maniera agevole.

5. — Frequenza di un oscillatore e sua stabilità - L'oscillatore ad accoppiamento elettronico.

La frequenza di un oscillatore è sensibilmente coincidente con la frequenza di risonanza del suo circuito oscillatorio LC ma subisce nel tempo inevitabili fluttuazioni dovute a cause molteplici. Si definisce *stabilità di frequenza* di un oscillatore la variazione percentuale della sua frequenza attorno al valore medio: così, dire che un oscillatore ha una stabilità di frequenza del $0,01\%$ ⁽¹²⁾ significa che la sua frequenza non varia mai per più del $0,01\%$; se la frequenza media è 1 MHz , gli scarti massimi di frequenza risultano di $\pm 100\text{ Hz}$.

Una delle cause di variazione della frequenza è costituita dalle variazioni dell'induttanza e della capacità del circuito risonante dovute a cause meccaniche (vibrazioni, difetti del meccanismo di rotazione del condensatore variabile, ecc.) e termiche, attribuibili soprattutto al riscaldamento dell'apparato in funzionamento; l'accurata costruzione tecnica ed ogni accorgimento che eviti il riscaldamento degli elementi del circuito risonante sono il miglior rimedio per questi inconvenienti. In casi particolari si costruiscono circuiti oscillatori termicamente compensati in cui, generalmente, le variazioni con la temperatura dell'induttanza dell'induttore sono compensate da variazioni in senso opposto della capacità del condensatore.

Un'altra causa di variazione della frequenza di un oscillatore è la inevitabile variazione dei parametri dei tubi e dei transistori dovuta, oltre che ad instabilità propria di questi dispositivi, alle variazioni delle tensioni di alimentazione. Dall'esame energetico del meccanismo di funzionamento dell'oscillatore di Meissner della figura 6 (n.2) si è difatti desunta la proprietà, perfettamente valida per qualunque tipo di oscillatore, che *la frequenza delle oscillazioni generate dipende non soltanto*

⁽¹²⁾ - Si suole anche dire: stabilità di 1 su 10^4 ($1/10^4$) od anche di 10^{-4} .

dal circuito risonante LC ma anche, in piccola misura, dagli altri elementi del circuito e principalmente dal tubo (o dal transistor) e dalle tensioni di alimentazione.

A titolo di esempio, in un oscillatore di Colpitts, in cui la capacità C sia costituita dalla serie di due capacità C_1 e C_2 (fig. 9), la frequenza delle oscillazioni non ha esattamente il valore $f_o = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ma ha invece il valore ⁽¹³⁾:

$$(1) \quad f = f_o \sqrt{1 + \frac{R_s}{r_a} \frac{C}{C_1}},$$

dove R_s è la resistenza serie dell'induttore ed r_a è la resistenza anodica differenziale del tubo. Il secondo termine del radicale è normalmente molto piccolo di fronte ad 1, ma non è nullo: la presenza in esso di r_a fa sì che il suo valore dipenda dal tubo e dalle sue condizioni di funzionamento, legate alle tensioni di alimentazione. Naturalmente, se R_s fosse nulla, cioè se l'induttore fosse privo di perdite, la frequenza dell'oscillatore coinciderebbe con f_o e non dipenderebbe dal tubo e dalle tensioni di alimentazione ⁽¹⁴⁾; indipendentemente da questo caso limite ideale, è ben chiaro che quanto più piccola è la resistenza R_s , di fronte ad r_a , tanto minore è lo scostamento di f da f_o e quindi tanto più lievi sono le variazioni di frequenza dovute alle variazioni delle condizioni di funzionamento del tubo.

In generale, quanto più alto è il Q del circuito risonante, tanto minore sarà l'apporto di potenza necessaria per mantenere in esso le oscillazioni ⁽¹⁵⁾: a ciò corrisponderà una minore influenza del tubo o del transistor sul funzionamento dell'oscillatore e quindi una minore dipendenza della frequenza di questo dalla variabilità dei loro parametri interni e dalle tensioni di alimentazione.

Le considerazioni precedenti, e soprattutto l'esperienza, dimostrano che il rimedio più efficace per avere una buona stabilità di frequenza

⁽¹³⁾ - Esso è stato ricavato nell'appendice al paragrafo precedente (form. 19).

⁽¹⁴⁾ - Ma allora non sarebbe neppure necessaria l'alimentazione: infatti un circuito risonante ideale privo di perdite, una volta eccitato, manterrebbe indefinitamente lo stato di oscillazione senza alcun apporto di energia.

⁽¹⁵⁾ - Se il Q fosse infinitamente grande (circuito ideale, privo di perdite) non occorrerebbe alcun apporto di potenza, a parte quello iniziale per produrre le oscillazioni.

dell'oscillatore è quello di cercare di elevare il Q del circuito risonante, il che si ottiene con un'accurata costruzione del medesimo. Occorre, poi, naturalmente, che il coefficiente di risonanza del circuito risonante non sia abbassato dalla presenza di un carico e ciò implica la necessità che l'oscillatore non eroghi mai potenza (Cap. V, n. 3). Per-

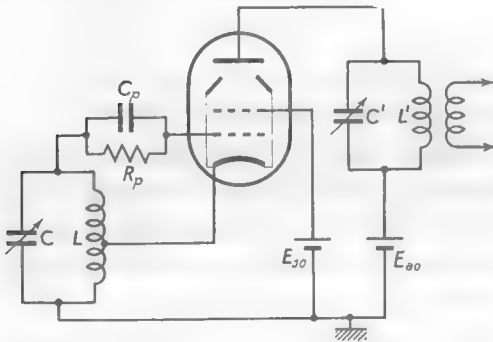


Fig. 16 — Oscillatore ad accoppiamento elettronico attuato con un tubo a fascio.

ciò, allorchè occorre erogazione di potenza con frequenza stabile è necessario partire da un oscillatore, costruito con gran cura e denominato generalmente *pilota*, il quale sia unicamente destinato ad applicare all'ingresso di un amplificatore di potenza la tensione oscillatoria senza erogare, esso stesso, alcuna potenza; occorre per questo che l'amplificatore (denominato generalmen-

te *separator*) funzioni *senza corrente di griglia*, se si tratta di un amplificatore a tubo ⁽¹⁶⁾, o *con corrente di base molto piccola*, se si tratta di un amplificatore a transistor. Il *separator*, poi, provvederà ad eccitare eventuali altri stadi di amplificazione di potenza, nel modo che vedremo nello studio dei trasmettitori (Cap. IX).
Nel caso degli oscillatori a tubi è possibile eliminare il separator operando con un circuito, detto *oscillatore ad accoppiamento elettronico* ⁽¹⁷⁾, in cui un unico tubo (pentodo o tubo a fascio) funge contemporaneamente da oscillatore e da amplificatore. Uno schema tipico di oscillatore ad accoppiamento elettronico è indicato nella figura 16; lo schermo del tubo a fascio, essendo positivo, raccoglie elettroni e si comporta come la placca di un triodo di cui la griglia ed il catodo del tubo a fascio sono gli elettrodi (Vol. I, Cap. VI, n. 5). Tale triodo, insieme col circuito oscillatorio LC , col gruppo di polarizzazione $R_p C_p$ e con la sor-

⁽¹⁶⁾ - Esso può, peraltro, funzionare in classe C , ma in condizioni tali che la tensione di griglia, nella sua escursione periodica, non divenga mai positiva.

⁽¹⁷⁾ - Esso è spesso indicato, nel gergo radiotecnico, con la sigla *ECO* (*Electron Coupled Oscillator*).

gente di alimentazione continua E_{so} , costituisce l'oscillatore, che è manifestamente del tipo Hartley (n. 3, fig. 10). Esso a regime (come tutti gli oscillatori) funziona in classe C e perciò ad ogni periodo la griglia lascia passare un fiotto di elettroni verso lo schermo; di questi un piccolo numero è raccolto dallo schermo (e provvede al funzionamento dell'oscillatore), mentre la maggior parte passa attraverso alle sue maglie e giunge sulla placca, costituendo la corrente anodica del tubo a fascio. Questa corrente, essendo costituita da impulsi, provoca (con meccanismo identico a quello di un amplificatore di classe C) la nascita di oscillazioni, della medesima frequenza dell'oscillatore, nel circuito anodico $C'L'$, accordato sulla stessa frequenza⁽¹⁸⁾. È allora possibile applicare, nei modi usuali, tale oscillazione ad un carico, senza che l'oscillatore ne risenta alcuna influenza. Tutto avviene come se l'oscillatore fosse seguito da un amplificatore in classe C : l'accoppiamento fra i due avviene tramite il flusso elettronico e da ciò deriva la denominazione dell'apparecchio.

La stabilità di frequenza che si può ottenere con gli accorgimenti accennati è dell'ordine di $0,01 \div 0,005\%$; essa è sufficiente in varie applicazioni, ma per molte altre (come, ad esempio, nei trasmettitori per radiodiffusione, in apparecchi di misura, ecc.) essa risulta inaccettabile. Si ricorre allora agli *oscillatori controllati a quarzo* coi quali possono ottenersi stabilità di un ordine di grandezza molto maggiore.

6. — Il risonatore a quarzo.

Per poter comprendere la costituzione ed il funzionamento degli oscillatori controllati a quarzo (o *oscillatori a quarzo*, come normalmente si chiamano) occorre prendere conoscenza del risonatore a quarzo, singolare elemento risonante elettromeccanico che presenta proprietà risonanti straordinariamente migliori di quelle dei circuiti risonanti attuati con induttori e condensatori.

Alcuni cristalli quali il quarzo, la tormalina, il sale di Rochelle, hanno la proprietà di subire una deformazione meccanica se sottoposti ad un

⁽¹⁸⁾ - È anche possibile accordare il circuito $C'L'$ su una frequenza multipla (doppia, tripla...) di quella dell'oscillatore, ottenendo così, oltre che la *separazione*, anche la *moltiplicazione di frequenza* (Cap. V, n. 11).

campo elettrico e, viceversa, di generare un campo elettrico se sottoposti ad una deformazione; tale proprietà è nota sotto il nome di *effetto piezoelettrico*. Così una piastrina di quarzo, tagliata in maniera ben determinata rispetto agli assi cristallografici e posta fra due elettrodi metallici, subisce una deformazione se tali elettrodi sono collegati ad una sorgente di f.e.m.; viceversa, nasce fra tali elettrodi una differenza di potenziale se la piastrina viene sollecitata meccanicamente. Applicando agli elettrodi un generatore di f.e.m. alternata (fig. 17 a), la piastrina vibra meccanicamente reagendo con una tensione elettrica v fra gli elettrodi stessi. Quale conseguenza si ha nel circuito una corrente i ed il generatore eroga potenza che serve per

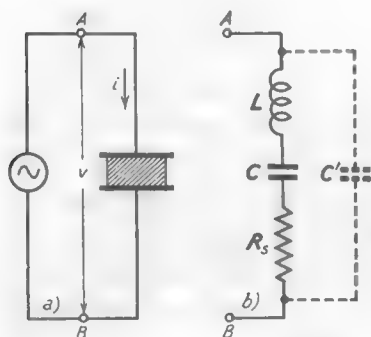


Fig. 17 — Alimentazione e schema equivalente di un risonatore a quarzo.

mantenere in oscillazione la piastrina: l'ampiezza dell'oscillazione varia al variare della frequenza della f.e.m. applicata ed è massima in corrispondenza alla frequenza di risonanza meccanica della piastrina che dipende dalle sue dimensioni e dal tipo di taglio.

Al variare della frequenza variano sia la tensione che la corrente ai morsetti AB e sperimentalmente si trova che il loro modo di variare è quello medesimo che si avrebbe se fra gli elettrodi vi fosse, al posto della piastrina di quarzo, un *circuito risonante serie* costituito da un'induttanza L , una capacità C ed una resistenza R_s . Il circuito equivalente del *bipolo a quarzo* ⁽¹⁹⁾ risulta quello della figura 17 b), dove la capacità tratteggiata C' rappresenta l'effettiva capacità degli elettrodi ⁽²⁰⁾, mentre L , C ed R_s sono elementi equivalenti che rendono conto delle proprietà meccaniche della piastrina: la frequenza di risonanza del circuito serie, $f_s = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, coincide sostanzialmente con la frequenza di risonanza meccanica della piastrina.

Il comportamento elettrico del bipolo a quarzo è perfettamente ca-

⁽¹⁹⁾ - Bipolo a quarzo è il dispositivo a due morsetti costituito dai due elettrodi fra i quali è posta la piastrina di quarzo.

⁽²⁰⁾ - Questi essendo affacciati e separati dal dielettrico (quarzo) costituiscono un vero e proprio condensatore.

ratterizzato dal suo circuito equivalente; esso è pertanto il seguente. A frequenze più basse di f_s il circuito LCR_s (come tutti i circuiti risonanti serie) ha reattanza capacitiva: la presenza di C' non fa che diminuire il valore della reattanza capacitiva complessiva. Alla frequenza di risonanza f_s la serie LCR_s si riduce alla pura resistenza R_s , in parallelo alla quale viene a trovarsi la reattanza di C' : ma questa è normalmente così grande di fronte ad R_s da produrre effetto trascurabile. Per frequenze più alte di f_s il circuito serie presenta reattanza induttiva: in corrispondenza ad una certa frequenza tale reattanza è uguale in valore assoluto alla reattanza capacitiva di C' , per cui si ha una nuova risonanza che è di tipo parallelo. La frequenza f_p a cui si manifesta tale risonanza si dice *frequenza di risonanza parallelo* ed è normalmente appena maggiore di f_s la quale si dice *frequenza di risonanza serie*. L'espressione di f_p risulta ⁽²¹⁾:

$$(1) \quad f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C'}};$$

lo scarto fra le due frequenze è normalmente inferiore all'1%.

Il bipolo a quarzo si comporta dunque come un risuonatore (*risuonatore a quarzo*) che ha due diverse risonanze, una di tipo serie, l'altra (a frequenza appena maggiore) di tipo parallelo. Lo stesso comportamento potrebbe manifestamente ottenersi con un effettivo circuito elettrico come quello della figura 17 b): ma le risonanze nel bipolo a quarzo sono estremamente più acute e corrispondono a valori di Q elevatissimi, di un ordine di grandezza irraggiungibile nei circuiti ordinari. Il coefficiente di risonanza di un bipolo a quarzo (risonanza *serie* o risonanza *parallelo*) dipende molto dal modo con cui la piastrina è tagliata e mon-

(21) - In corrispondenza alla frequenza f_p la reattanza di C' , $1/(j\omega_p C')$, eguaglia in valore assoluto la reattanza di L e C in serie, $j\omega_p L + 1/(j\omega_p C)$. Si ha, cioè:

$$\omega_p L - \frac{1}{\omega_p C} = \frac{1}{\omega_p C'}$$

da cui si ricava:

$$\omega_p^2 LC = 1 + \frac{C}{C'}$$

Se ne deduce:

$$\omega_p^2 = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{C}{C'} \right) = \omega_s^2 \left(1 + \frac{C}{C'} \right),$$

da cui, estraendo la radice quadrata e dividendo per 2π , si ottiene la (1).

tata entro le armature e può variare fra alcune migliaia ed alcune centinaia di migliaia. Ciò è legato al fatto che le dissipazioni di energia interna nel quarzo in vibrazione sono piccolissime; per formarsene una idea diremo che in un normale circuito oscillatorio in libera oscillazione l'ampiezza dell'oscillazione (che, come sappiamo, decresce esponenzialmente nel tempo) si riduce a metà dopo un centinaio di oscillazioni; in un buon pendolo l'ampiezza delle oscillazioni si riduce a metà dopo una decina di migliaia di oscillazioni; in una piastrina di quarzo ben montata l'ampiezza di oscillazione si riduce a metà dopo un numero di oscillazioni dell'ordine di un milione ⁽²²⁾.

All'ineguagliabile proprietà dell'estrema acutezza della risonanza, si aggiunge nel risuonatore a quarzo il grande pregio, di fronte ad altri risuonatori, della notevole invariabilità della frequenza di risonanza meccanica, dovuta alla grande stabilità delle proprietà meccaniche ed alla modesta influenza della temperatura sulla frequenza stessa ⁽²³⁾.

I risuonatori a quarzo possono attuarsi nel campo di frequenza da qualche decina di kHz a qualche decina di MHz; il limite inferiore di frequenza deriva dalla difficoltà di ottenere elementi di quarzo di dimensioni rilevanti, mentre il limite superiore deriva dal fatto che le piastrine divengono estremamente sottili e troppo fragili per essere utilmente impiegate. Come in tutti i sistemi oscillatori elastici (ad esempio, nelle corde elastiche) si ha però la possibilità di far risuonare la piastrina di quarzo, oltre che sulla sua *frequenza fondamentale* (f_s) anche su una *frequenza armonica* (nf_s); con questo accorgimento è possibile sfruttare i risuonatori a quarzo fino a 100 MHz ed oltre.

⁽²²⁾ - La piccola dissipazione interna nella piastrina di quarzo si traduce, nel circuito equivalente, in valori di R , molto piccoli di fronte alla reattanza induttiva e capacitiva. Tali reattanze risultano enormemente più grandi di quelle presenti negli effettivi circuiti elettrici: corrispondentemente, i valori dell'induttanza equivalente L risultano molto elevati, quelli della capacità C molto esigui. A titolo di esempio, in un risuonatore a quarzo avente $f_s = 427,4 \text{ kHz}$, $f_p = 430,1 \text{ kHz}$, $Q \cong 23 \cdot 10^3$, i valori dei parametri elettrici equivalenti risultano $L = 3,3 \text{ H}$, $C = 0,042 \text{ pF}$, $R_s \cong 380 \Omega$.

⁽²³⁾ - Il modo di variare della frequenza con la temperatura dipende molto dalla forma della piastrina e dal tipo di *taglio* usato; per alcuni tipi di taglio la frequenza cresce con la temperatura, per altri decresce. Si riesce attualmente, con tagli opportuni (taglio GT), ad ottenere una compensazione reciproca dei due effetti (si pensi alla *compensazione* dei pendoli e dei bilancieri degli orologi), così da avere un'indipendenza quasi assoluta dalla temperatura. Comunque, in molte applicazioni, il risuonatore a quarzo è mantenuto a temperatura costante mediante termostato.

Vedremo nel paragrafo seguente i modi con cui il risuonatore a quarzo viene associato ai tubi ed ai transistori per ottenere oscillatori con grande stabilità di frequenza.

7. — Oscillatori a quarzo.

Grazie alla sua intrinseca stabilità ed al valore del suo Q , enormemente più elevato di quello dei circuiti risonanti attuati con induttori e condensatori, il risuonatore a quarzo introdotto in un oscillatore può conferirgli una stabilità di gran lunga superiore a quella ottenibile con i mezzi visti nei paragrafi precedenti. L'introduzione del risuonatore a quarzo in un oscillatore può avvenire in molti modi, per cui ne risulta una gran varietà di tipi di oscillatori a quarzo: i più comuni sono del tipo *a tre punti*.

Appartiene a questa categoria l'esempio indicato nella figura 18 a), spesso indicato col nome di *oscillatore di Miller*. Come nell'oscillatore

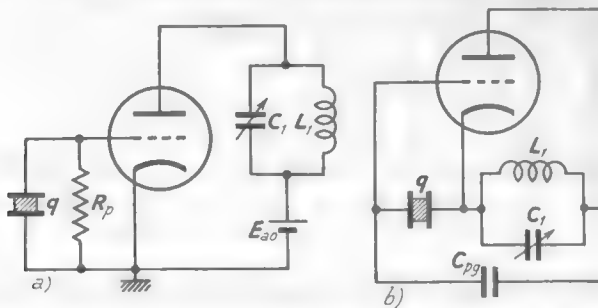


Fig. 18 — Oscillatore di Miller a quarzo e suo schema ridotto.

di Armstrong (n. 4, fig. 14) il collegamento fra uscita ed entrata si esercita attraverso la capacità placca-griglia del tubo: è attraverso tale capacità che giunge al quarzo, dal circuito anodico, la debole energia necessaria per mantenerlo in oscillazione. La resistenza R_p , insieme con la capacità C' del risuonatore a quarzo, provvede alla polarizzazione automatica di griglia.

Tenendo conto della capacità placca-griglia C_{pg} del tubo, nella figura 18 b) è disegnato lo schema ridotto dell'oscillatore: per il teorema dei tre punti, le impedenze che fanno capo al catodo devono essere induttive come nell'oscillatore di Armstrong, dal momento che la terza

impedenza e certamente capacitiva (C_{po}). Il risuonatore a quarzo deve pertanto operare su una frequenza compresa fra la frequenza di risonanza serie f_s e la frequenza di risonanza parallelo f_p , dove appunto esso presenta reattanza induttiva; naturalmente anche il circuito L_1, C_1 deve essere regolato in maniera da comportarsi induttivamente alla frequenza di funzionamento. Questa, negli oscillatori attuati correttamente, risulta in pratica appena inferiore ad f_p , per cui si suole dire che nell'oscillatore di Miller il quarzo lavora alla frequenza di risonanza parallelo.

Un oscillatore dello stesso tipo può teoricamente attuarsi con un transistor al posto del triodo; ma il circuito è poco usato, soprattutto perchè in parallelo al quarzo viene a trovarsi la bassa resistenza interna della giunzione base-emettitore. Molto usato coi transistori è invece lo schema della figura 19 a), che ha come corrispondente il circuito a tubo

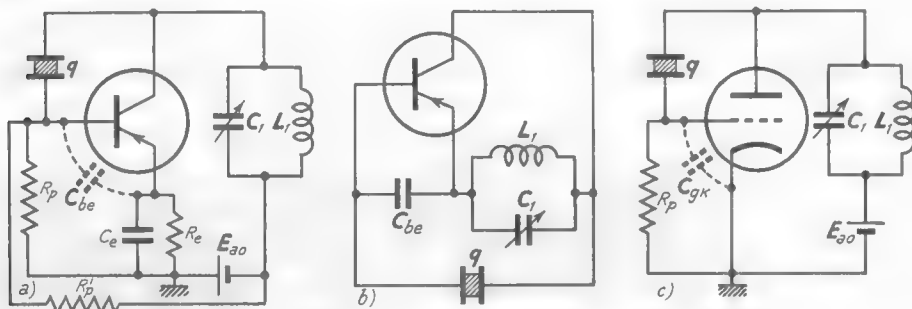


Fig. 19 — Oscillatore di Pierce a quarzo.

della figura 19 c), denominato *oscillatore di Pierce*. Nel funzionamento del circuito gioca un ruolo essenziale la capacità parassita fra base ed emettitore (fra griglia e catodo, nel tubo) indicata nello schema. Tenendo conto di tale capacità C_{be} , lo schema ridotto dell'oscillatore risulta quello della figura 19 b): in esso non sono indicate le capacità fra collettore e base e fra collettore ed emettitore perchè assorbite, per così dire, dalla capacità del risuonatore a quarzo e da quella del circuito risonante. Dato l'inequivocabile carattere capacitivo dell'impedenza disposta fra base ed emettitore (C_{be}), il teorema dei tre punti indica che l'impedenza disposta fra collettore ed emettitore (circuito L_1, C_1) deve essere pure capacitiva, mentre la terza impedenza (risuonatore a quarzo) deve essere induttiva. Ne deriva che l'oscillatore andrà ad operare su

una frequenza compresa fra la frequenza di risonanza serie e quella di risonanza parallelo del risuonatore a quarzo, dove, appunto, la reattanza di questo è induttiva; il circuito L_1, C_1 dovendo su tale frequenza comportarsi capacitivamente, dovrà essere regolato in modo da avere frequenza di risonanza propria più alta.

Gli oscillatori descritti non sono che esempi degli innumerevoli possibili; esamineremo nel prossimo paragrafo un altro esempio particolarmente adatto a garantire una grande stabilità di frequenza e che viene per questo spesso usato negli oscillatori campioni di frequenza ⁽²⁴⁾.

La stabilità di frequenza dell'oscillatore a quarzo dipende primariamente dalla qualità del risuonatore a quarzo, legata al tipo di taglio adoperato ed al sistema di montaggio della piastrina. Nelle applicazioni commerciali la piastrina di quarzo è semplicemente disposta fra due elettrodi metallici piani, di cui uno è premuto leggermente sul quarzo mediante una molla; il tutto, poi, è contenuto in una piccola custodia metallica o di plastica, munita di due spinotti per il collegamento elettrico con il circuito. In tali condizioni un oscillatore accuratamente costruito, alimentato con tensioni costanti e non soggetto a rilevanti variazioni di temperatura, può manifestare una stabilità fino a 10^{-8} ; esso può essere soggetto, così, a variazioni di frequenza contenute entro un hertz su un milione di hertz. Naturalmente, per non rendere illusoria tale stabilità, occorre che l'oscillatore a quarzo sia seguito da un amplificatore separatore o sia impiegato in un circuito ad accoppiamento elettronico (n. 5).

Nei laboratori, per ottenere i cosiddetti *campioni di frequenza*, le piastrine di quarzo sono spesso sostenute con fili di seta e mantenute nel vuoto, dentro bulbi di vetro; gli elettrodi sono ottenuti metallizzando direttamente le facce utili delle piastrine di quarzo. Gli oscillatori attuati con questi campioni, tenuti a temperatura rigorosamente costante mediante termostato, possono avere stabilità fino a $10^{-8} \div 10^{-10}$; generalmente essi sono realizzati col metodo a ponte che vedremo nel prossimo paragrafo.

⁽²⁴⁾ - S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VIII (Ed. C. Corsi, Pisa).

8. — Oscillatore a quarzo con circuito a ponte.

Negli oscillatori a quarzo *a tre punti* esaminati nel paragrafo precedente il risuonatore a quarzo deve presentare reattanza induttiva e perciò non lavora alla frequenza di risonanza meccanica della piastrina (praticamente coincidente con f_s), ma ad una frequenza più alta. Lo scostamento della frequenza di lavoro da f_s dipende essenzialmente dagli altri elementi del circuito a tre punti e risente pertanto delle cause di variazione spontanee di questi. Una maggiore stabilità della frequenza di lavoro si ottiene realizzando un oscillatore che consenta al risuonatore a quarzo di oscillare alla sua frequenza di risonanza serie f_s : un

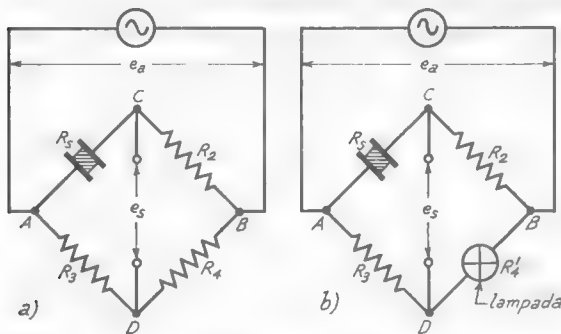


Fig. 20 — Il risuonatore a quarzo è inserito in un ponte alimentato a frequenza f_s .

ciruito con cui si ottiene ciò è l'*oscillatore a ponte* che stiamo per studiare. Tale oscillatore ha inoltre la caratteristica di lavorare con oscillazioni di ampiezza rigorosamente controllata; esso, infatti, possiede in sé un meccanismo di autocontrollo che evita l'accrescimento delle oscillazioni; quell'accrescimento che, come

sappiamo (nn. 2-3), conduce il tubo a funzionare in condizioni fortemente non lineari (classe C). Anche tale caratteristica si rivela benefica agli effetti della stabilità di frequenza e della regolarità di funzionamento.

Per comprendere la costituzione ed il modo di operare dell'oscillatore, consideriamo un ponte di Wheatstone come quello della figura 20 a), con uno dei lati costituito dal risuonatore a quarzo: Esso sia alimentato agli estremi AB di una diagonale da un generatore di frequenza uguale ad f_s ; per questa frequenza il risuonatore, come sappiamo, si comporta come una resistenza R , di piccolo valore. Se le tre resistenze R_1, R_2, R_3 soddisfano, con la resistenza R , del risuonatore, alla condizione:

$$(1) \quad R_1 : R_2 = R_3 : R_4,$$

il ponte è in equilibrio e fra gli estremi CD dell'altra diagonale si ha tensione nulla.

Alteriamo la resistenza R_i , assegnandole un valore R_i' inferiore a quello che soddisfa alla (1); il ponte si squilibra e la tensione e , ai morsetti CD non è più nulla. Tale *tensione di sbilanciamento* e , ha un'ampiezza che dipende dallo squilibrio e che è proporzionale all'ampiezza della tensione di alimentazione del ponte, e_a . Il ponte si comporta come un attenuatore che ha come morsetti d'entrata i punti AB e come morsetti d'uscita i punti CD : l'attenuazione tende a divenire infinitamente grande (cioè e , tende a zero) al tendere di R_i' al valore di R_i che soddisfa alla (1).

Sostituiamo ora alla resistenza R_i una *lampadina con filamento di tungsteno* (fig. 20 b) che, nelle previste condizioni di alimentazione, presenti una resistenza uguale ad R_i' : la situazione rimane manifestamente quella precedente. Ma supponiamo ora che la tensione di alimentazione e_a cresca di ampiezza: cresce la corrente nel filamento della lampadina, che così si riscalda ed aumenta la propria resistenza ⁽²⁵⁾. Con ciò diminuisce lo sbilanciamento del ponte e la tensione e , risulta minore di quanto avrebbe comportato l'aumento di e_a . Se la tensione di alimentazione decresce, diminuisce la corrente nel filamento la cui temperatura si abbassa: la resistenza della lampadina diminuisce e conseguentemente lo squilibrio del ponte aumenta. In definitiva, al variare di e_a il ponte varia automaticamente le sue condizioni di equilibrio: di conseguenza la tensione e , varia assai meno al variare di e_a di quanto avverrebbe se al posto della lampadina vi fosse un normale resistore, la cui resistenza non varia apprezzabilmente al variare della corrente che l'attraversa.

Ciò posto, siamo in grado di comprendere il funzionamento dell'*oscillatore a ponte* il cui schema è indicato nella figura 21. Supponiamo dap-

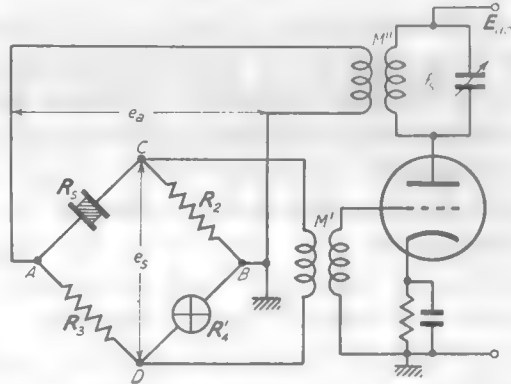


Fig. 21 — Schema semplificato di un oscillatore a ponte.

⁽²⁵⁾ - Ricordiamo che in conduttore metallico la resistenza aumenta all'aumentare della temperatura. L'uso della lampadina è giustificato dalla grande sottigliezza del filamento che rende piccola l'inerzia termica e relativamente alta la resistenza.

prima il circuito a riposo: una qualunque spontanea variazione dello stato elettrico fa entrare in vibrazione la piastrina di quarzo sulla sua frequenza f_s . Per effetto piezoelettrico nasce una debole tensione fra gli elettrodi, la quale produce una corrente nel ponte ed una tensione ai morsetti CD : attraverso un accoppiamento induttivo (M') tale tensione viene applicata alla griglia del tubo amplificatore avente il circuito risonante anodico accordato sulla frequenza f_s . La tensione amplificata viene inviata, attraverso ad un secondo accoppiamento induttivo (M''), ai morsetti di alimentazione AB del ponte; gli accoppiamenti a mutua induzione, M' ed M'' , sono stabiliti in modo che l'iniziale oscillazione della piastrina risulti rinforzata dalla tensione che gli proviene dall'amplificatore (reazione positiva). Ha così inizio il processo di esaltazione, tipico della reazione positiva molto spinta, che già abbiamo studiato negli oscillatori di Meissner (n. 2), di Hartley e di Colpitts (n. 3).

Nell'oscillatore a ponte, però, al crescere dell'ampiezza dell'oscillazione, aumenta la corrente nella lampada, con conseguente riscaldamento del suo filamento: l'aumento di resistenza che ciò produce conduce ad un progressivo equilibramento del ponte e ad una progressiva attenuazione della tensione di sbilanciamento che, dai morsetti CD , giunge alla griglia dell'amplificatore. In definitiva, l'accrescimento cessa rapidamente e si arriva ad una condizione di regime: le cose sono progettate in modo tale che il tubo operi in classe A in un piccolo tratto della caratteristica mutua dinamica.

Il risultato è che l'oscillatore opera alla frequenza di oscillazione spontanea della piastrina e produce un'oscillazione di ampiezza assai costante (prelevabile, ad esempio, dalla placca del tubo), il che è proprio quanto si desiderava.

PARTE SECONDA

**SISTEMI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA
E DI FREQUENZA**

CAPITOLO VII

MODULAZIONE DI AMPIEZZA E RIVELAZIONE

1. — Generalità sulla modulazione e la rivelazione.

Abbiamo accennato nel Cap. I che le radiocomunicazioni sono basate sull'uso di onde elettromagnetiche prodotte da oscillazioni sinusoidali (di corrente o di tensione), $y=Y \text{ sen}(2\pi f t + \varphi)$, applicate ad antenne trasmettenti.

La trasmissione delle informazioni *via radio* richiede che l'ampiezza Y o la frequenza f o la fase φ dell'oscillazione siano variate nel tempo, attorno a determinati valori di riposo, con legge legata all'informazione da trasmettere, contenuta in un segnale $x=x(t)$ detto *segnale modulante*; le oscillazioni si dicono, corrispondentemente, *modulate* in ampiezza, frequenza o fase del segnale $x(t)$.

Ci dedicheremo in questo capitolo alla *modulazione di ampiezza*, facendo riferimento ad un'oscillazione di frequenza fissa f_0 e fase $\varphi=0$):

$$(1) \quad y = Y \text{ sen } 2\pi f_0 t = Y \text{ sen } \omega_0 t .$$

Modulare in ampiezza tale oscillazione col segnale $x(t)$ significa variarne l'ampiezza Y attorno ad un valore stabilito Y_0 con legge proporzionale ad $x(t)$:

$$(2) \quad Y = Y_0 + a x(t) ,$$

dove a è un coefficiente di proporzionalità; vedremo nei paragrafi seguenti i metodi usati per compiere quest'operazione.

L'oscillazione modulata avrà l'espressione:

$$(3) \quad y(t) = [Y_0 + a x(t)] \operatorname{sen} 2\pi f_0 t ;$$

con l'operazione detta *rivelazione*, che studieremo nei paragrafi successivi, da essa viene ricavato un segnale proporzionale ad $x(t)$, cioè avente l'espressione $z(t) = b x(t)$; viene in tal modo estratta dall'oscillazione modulata l'informazione originariamente impressa con l'operazione di modulazione.

Per ricavare elementi quantitativi sull'oscillazione modulata si considera come segnale modulante non un segnale generico, ma un segnale sinusoidale $x(t) = X \operatorname{sen} 2\pi f_m t = X \operatorname{sen} \omega_m t$. L'espressione (2) diviene allora:

$$(4) \quad Y = Y_0 + a X \operatorname{sen} 2\pi f_m t = Y_0 + M \operatorname{sen} 2\pi f_m t ,$$

dove si è posto $M = a X$. Manifestamente M può assumere qualsiasi valore compreso fra 0 ed Y_0 : si chiama *grado di modulazione* il rapporto, variabile fra 0 ed 1:

$$(5) \quad m = \frac{M}{Y_0} = \frac{a X}{Y_0} ,$$

il cui significato appare evidente dalle figure 5 e 6 del Cap. I. Con l'introduzione di m l'espressione dell'ampiezza dell'oscillazione modulata (form. 4) diviene:

$$(6) \quad Y = Y_0 + m Y_0 \operatorname{sen} 2\pi f_m t = Y_0 (1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_m t) ,$$

mentre l'espressione completa dell'oscillazione modulata (form. 3) risulta:

$$(7) \quad y = [Y_0 (1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_m t)] \operatorname{sen} 2\pi f_0 t .$$

2. — Metodi di modulazione di ampiezza: amplificatori a triodi e transistori.

Normalmente la modulazione di ampiezza di un'oscillazione a radiofrequenza si compie applicando l'oscillazione non modulata ad un amplificatore e variando l'amplificazione di questo in maniera tale che l'ampiezza E_u dell'oscillazione in uscita, e_u , risulti variabile attorno ad un valore E_{u0} con legge proporzionale al segnale da trasmettere $x(t) = e_m(t)$:

$$(1) \quad E_u = E_{u0} + a e_m(t) .$$

Si presta ottimamente allo scopo l'amplificatore di potenza in classe C perchè, a parità di ampiezza della tensione d'ingresso, l'ampiezza della tensione (o corrente) in uscita dipende grandemente dal valore delle tensioni continue applicate agli elettrodi del tubo (tensione di polarizzazione, tensione di alimentazione anodica, tensione di schermo e di soppressore, se si tratta di pentodi) e può essere regolata agendo su dette tensioni.

Consideriamo, ad esempio, l'amplificatore di classe C

C indicato nella figura 1 ⁽¹⁾, in cui il valore della tensione di alimentazione anodica E_{a0} può essere regolato agendo sul partitore resistivo R . Quando E_{a0} è uguale a zero non si ha mai passaggio di corrente anodica e conseguentemente l'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica è nulla. Essa diviene diversa da zero non appena E_{a0} ha valore positivo sufficiente e cresce al crescere di E_{a0} . La legge di dipendenza dell'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica dal valore E_{a0} della tensione di alimentazione risulta del tipo indicato

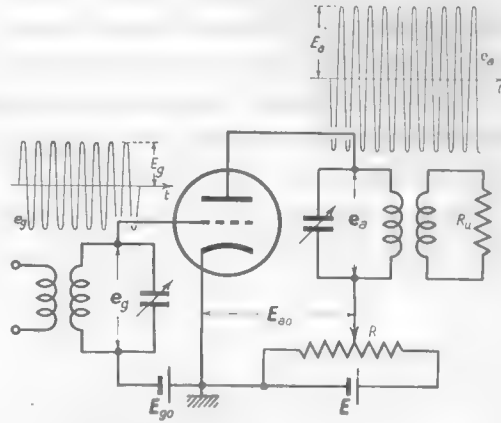


Fig. 1 — Amplificatore di classe C con tensione di alimentazione E_{a0} regolabile.

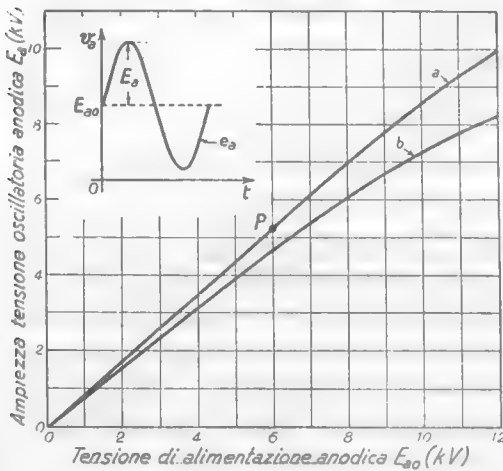


Fig. 2 — Variazione dell'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica in funzione della tensione E_{a0} di alimentazione anodica.

dalle curve a) e b) della figura 2: le due curve si riferiscono ad un unico

(1) - Per semplicità si è fatto astrazione dai circuiti di neutralizzazione.

triodo (891R) con due valori diversi dell'ampiezza della tensione d'ingresso E_g . Da esse appare che è possibile trovare condizioni di funzionamento tali che la legge di dipendenza di E_a da E_{ao} sia approssimativamente lineare. È perciò possibile, variando E_{ao} , regolare in proporzione l'ampiezza E_a e quindi anche effettuare la modulazione di ampiezza di e_a : a questo metodo per compiere la modulazione si dà il nome di *modulazione anodica* o di *placca*.

Lo schema di principio di un amplificatore di classe C con modulazione di placca è mostrato nella figura 3 a) (2). In serie alla sorgente di

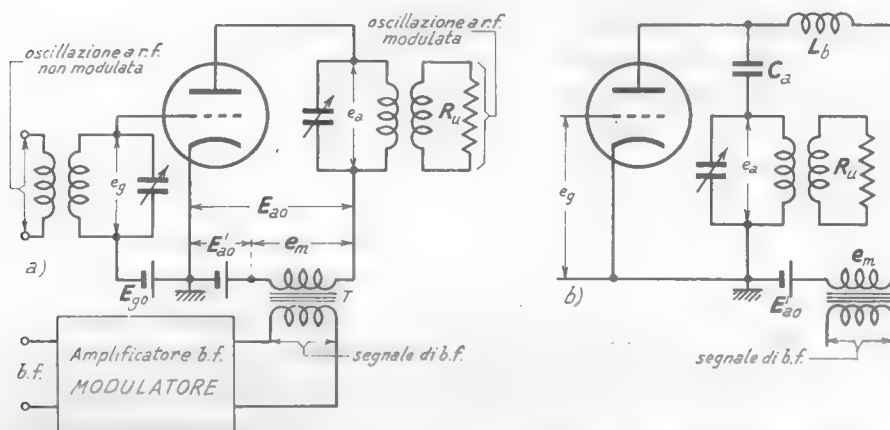


Fig. 3 — Schema di principio di amplificatore in classe C con modulazione anodica.

alimentazione continua, E'_{ao} , è posto il secondario di un trasformatore di bassa frequenza, T , detto *trasformatore di modulazione*, al cui primario è applicato il segnale modulante: in queste condizioni la tensione di alimentazione anodica E_{ao} risulta la somma della tensione E'_{ao} di riposo e della tensione e_m che corrisponde al segnale di bassa frequenza, $E_{ao} = E'_{ao} + e_m$. Allo stesso risultato si giunge con lo schema della figura 3 b), di uso più frequente, nel quale la tensione di alimentazione $E_{ao} = E'_{ao} + e_m$ è applicata all'amplificatore *in parallelo* invece che *in serie* (Cap. III, n. 7, fig. 19): naturalmente l'*induttanza di blocco* L_b (che deve comportarsi come un circuito aperto per la radiofrequenza) deve presentare reat-

(2) - Spesso al posto ad E_{ao} , o in serie ad esso, è usato un g uppo $R_p C_p$ per la polarizzazione automatica di griglia.

tanza trascurabile per il segnale di bassa frequenza, mentre la capacità C_a (che deve comportarsi come un cortocircuito per la radiofrequenza) deve presentare reattanza grandissima per il segnale di bassa frequenza.

Qualunque sia il sistema di alimentazione usato, la tensione E_{ao} varia in funzione del tempo, attorno al valore E'_{ao} , con la legge del segnale, ad esempio nel modo indicato nel diagramma a) della figura 4. La curva

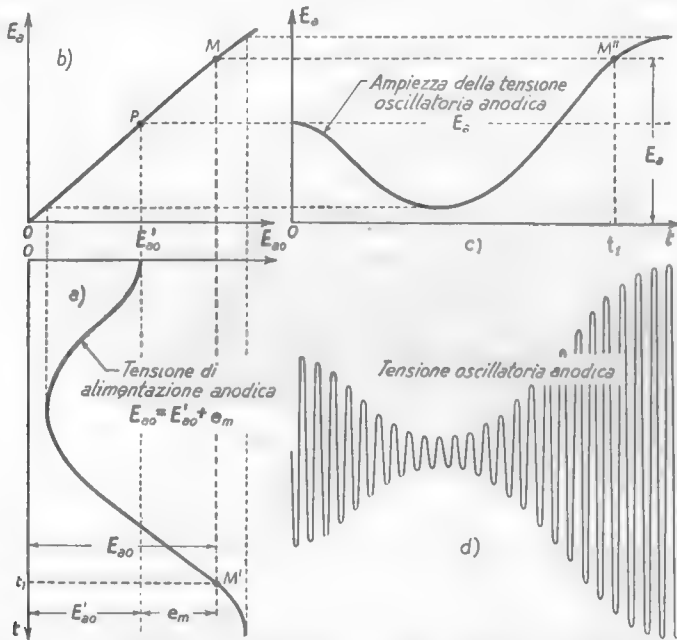


Fig. 4 — a) Andamento della tensione di alimentazione in funzione del tempo; b) caratteristica di modulazione; c) andamento di E_a corrispondente a quello di E_{a0} ; d) tensione oscillatoria anodica modulata in ampiezza.

che esprime la dipendenza di E_a da E_{a0} sia la a) della figura 2, riportata nel diagramma b) della figura 4. Essa è denominata *caratteristica di modulazione anodica* e consente di ricavare, ad ogni istante ⁽³⁾, il valore dell'ampiezza E_a della tensione oscillatoria anodica corrispondente al contemporaneo valore di E_{a0} : il risultante andamento dell'ampiezza E_a è allora quello indicato nel diagramma c) della figura 4. Esso indica che la tensione oscillatoria anodica è modulata in ampiezza con la me-

⁽³⁾ - Si consideri ad esempio, l'istante t_1 , a cui nella figura 4 corrispondono i punti M' , M , M'' .

desima legge del segnale (fig. 4 *d*): poichè la curva *b*) non è rigorosamente rettilinea, si avrà nel processo di modulazione la nascita di distorsioni, ma esse possono essere contenute in limiti molto piccoli con una conveniente progettazione dell'amplificatore (*).

Il primario del trasformatore *T*, che compare nello schema della figura 3, è normalmente il circuito anodico di un amplificatore di potenza in bassa frequenza (Vol. I, Cap. XII) detto *modulatore*, al cui in-

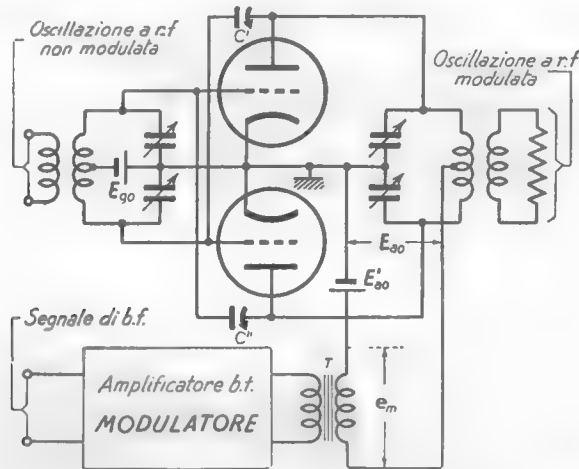


Fig. 5 — Schema di principio di un amplificatore in push-pull con modulazione di placca.

gresso (eventualmente tramite alcuni stadi di amplificazione) è applicato il segnale di bassa frequenza che porta l'informazione.

Spesso l'amplificatore di classe *C* in cui si effettua la modulazione anodica (*amplificatore modulato*) è attuato con due tubi in push-pull; nulla cambia di quanto si è già detto circa il metodo di modulazione. Lo schema di principio corrispondente è indicato nella figura 5; in esso è indicato il sistema di neutralizzazione, mediante i condensatori *C'* e *C''*, che è stato omesso nello schema della figura 3 unicamente per renderne più semplice la lettura. Naturalmente se al posto dei triodi si usano pentodi o tubi a fascio la neutralizzazione non è necessaria; vedremo peraltro nel paragrafo seguente che l'uso di questi tubi impone alcune modifiche al metodo di modulazione studiato.

(*) - G. BRONZI - *Fondamenti di Radiotrasmissioni*, Cap. VIII, § 2 (Ed. C.N.R., Roma).

L'ampiezza della tensione d'uscita dell'amplificatore di classe C può essere variata anche regolando la tensione di polarizzazione di griglia, naturalmente in maniera tale che essa rimanga inferiore alla tensione di interdizione: all'aumentare ed al diminuire di E_{g0} , infatti, gli impulsi della corrente anodica divengono più o meno grandi e di conseguenza aumenta e diminuisce l'ampiezza della tensione oscillatoria anodica. Su questo principio è basata la *modulazione di griglia*: uno schema di principio semplificato di un amplificatore di classe C *modulato di griglia*

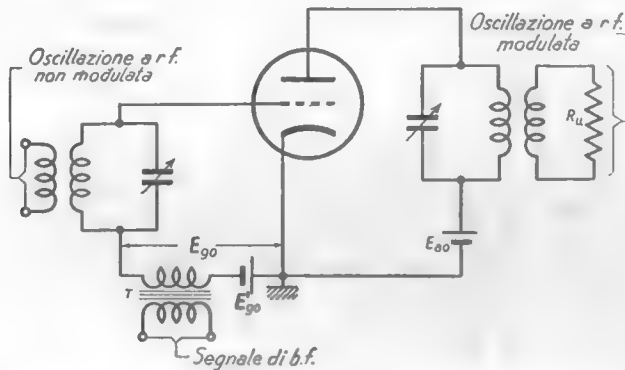


Fig. 6 — Schema di principio di un amplificatore di classe C con *modulazione di griglia*.

è indicato nella figura 6. In esso la tensione di polarizzazione di griglia, E_{g0} , è fornita dalla sorgente continua E'_{g0} ⁽⁵⁾, che stabilisce la tensione di riposo, e dal trasformatore T al cui primario è applicato il segnale modulante ⁽⁶⁾: detta e_m la tensione al secondario del trasformatore, la tensione di polarizzazione complessivamente applicata alla griglia risulta $E_{g0} = E'_{g0} + e_m$. Conseguentemente l'ampiezza degli impulsi di corrente anodica varia attorno al valore di riposo (corrispondente ad $E_{g0} = E'_{g0}$) provocando una corrispondente variazione della tensione oscillatoria anodica: con un'accurata scelta delle condizioni di funzionamento dell'amplificatore ⁽⁷⁾ si riesce ad ottenere una discreta *linearità* di funzionamento

⁽⁵⁾ - Spesso la polarizzazione fissa è ottenuta mediante un gruppo $R_k C_k$ di polarizzazione catodica.

⁽⁶⁾ - Il primario del trasformatore T fa parte di un amplificatore di bassa frequenza (*modulatore*) al cui ingresso è applicato il segnale di b. f. che porta l'informazione.

⁽⁷⁾ - G. BRONZI - *Fondamenti di Radiotrasmissioni*, Cap. VIII, § 3 (Ed. C.N.R., Roma).

ossia una pratica proporzionalità fra l'ampiezza dell'oscillazione in uscita ed il segnale modulante.

L'uso dei transistori al posto dei triodi non introduce varianti di rilievo nei metodi di modulazione accennati, che divengono rispettivamente *modulazione di collettore* e *modulazione di base*. Si parte ancora da amplificatori di classe C di cui si regola col segnale modulante l'alimentazione del collettore o la polarizzazione di base: all'atto pratico la modulazione di collettore è più usata che non quella di base perchè consente una maggiore linearità di funzionamento a parità di prestazioni dell'amplificatore. Nella figura 7 è indicato lo schema di principio sem-

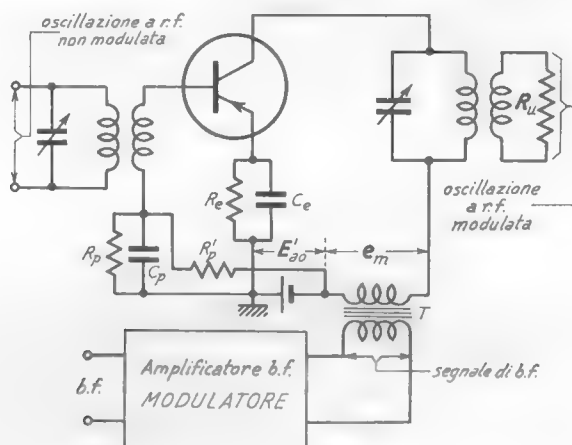


Fig. 7 — Schema di principio di un amplificatore a transistore con modulazione di collettore.

plificato di un amplificatore modulato di collettore, che ripete la costituzione dell'amplificatore a triodo, a parte, naturalmente, il sistema di polarizzazione di base e la stabilizzazione mediante il gruppo $R_e C_e$: il collegamento per mutua induzione fra la base ed il circuito risonante d'ingresso è giusticato dalla necessità di non caricare soverchiamente detto circuito con la bassa resistenza d'ingresso del transistore.

3. — Modulazione di ampiezza in amplificatori a pentodi.

La sostituzione di un pentodo o di un tubo a fascio al triodo nei sistemi a modulazione di griglia non comporta modificazioni circuitali, a parte l'ovvia semplificazione della mancanza dei circuiti di neutraliz-

zazione; la sostituzione diretta non è possibile, invece, nel caso della modulazione anodica. Ciò deriva dal fatto che nei tubi con griglia schermo l'azione della tensione di placca sulla corrente anodica è normalmente assai piccola ⁽⁸⁾, per cui le sue variazioni non sono sufficienti a produrre un'efficace modulazione; volendo, allora, usare pentodi o tubi a fascio, occorre variare, in concomitanza con la tensione di placca, anche la tensione di schermo. Uno schema molto comune per ottenere ciò è indi-

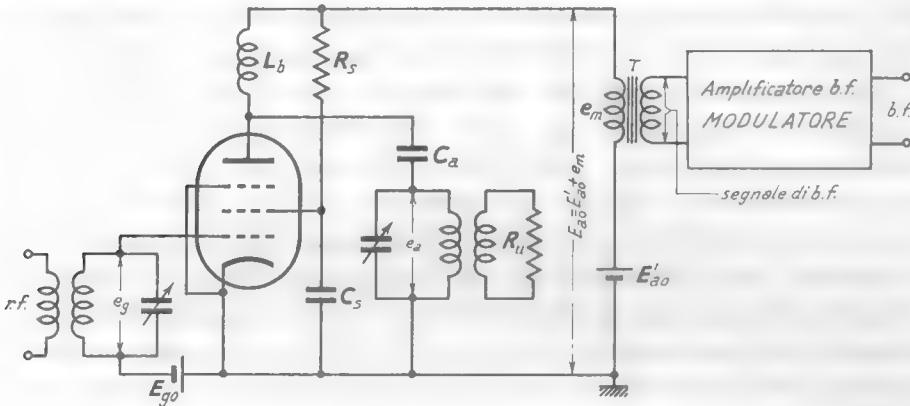


Fig. 8 — Negli amplificatori a pentodi la modulazione anodica richiede che la tensione dello schermo sia variata in concomitanza con quella della placca.

cato nella figura 8: l'amplificatore (operante in classe C) è alimentato *in parallelo* dalla tensione $E_{ao} = E'_{ao} + e_m$ col metodo della figura 3 b). La stessa tensione alimenta lo schermo col noto metodo della *resistenza di caduta* R_s e della *capacità di fuga* C_s (Vol. I, Cap. X, n. 13, fig. 40): in tal modo sia la tensione di placca che quella di schermo sono rese variabili attorno ai loro valori di riposo con la legge del segnale da trasmettere. Nello schema, l'induttanza di blocco L_b deve presentare reattanza molto alta per la radiofrequenza e molto bassa per il segnale modulante; la reattanza delle capacità C_a e C_s deve, invece, essere trascurabile per la radiofrequenza e molto elevata per la bassa frequenza.

⁽⁸⁾ - Si esaminino, ad esempio, le caratteristiche anodiche di un pentodo, riportate nella figura 10 del Cap. V; finchè la tensione anodica si mantiene superiore a quella di schermo la corrente anodica non varia apprezzabilmente anche con variazioni molto forti della tensione anodica. Ciò deriva dall'azione schermante della griglia schermo, messa in evidenza nel Vol. I, Cap. VI.

Una variante del metodo di modulazione esposto consiste nel mantenere fissa l'alimentazione anodica e far variare colla legge del segnale di bassa frequenza la sola tensione di schermo; si ha allora la *modulazione di schermo*. Molto più comune è la *modulazione di soppressore* consistente nel mantenere costanti le tensioni di alimentazione della placca e dello schermo e di *far variare con la legge del segnale modulante la tensione della griglia « soppressore »*.

È qui opportuno ricordare (Vol. I, Cap. VI) che la funzione essenziale della griglia soppressore è quello di respingere verso la placca gli elettroni secondari da essa usciti per l'urto degli elettroni primari provenienti dall'emettitore. Affinchè tale funzione si svolga è sufficiente che il potenziale del soppressore sia uguale a quello del catodo (e così si opera normalmente), ma essa si svolge naturalmente anche se il potenziale è negativo. In tali condizioni viene esaltato un altro effetto che il soppressore esercita, che è quello di respingere verso lo schermo una parte di elettroni non avente energia sufficiente per superare la barriera di potenziale da esso creata. Il risultato è che il numero degli elettroni che giungono per ogni secondo sulla placca — ossia la corrente anodica — dipende dalla differenza di potenziale fra soppressore e catodo (Vol. I, Cap. VI, n. 5).

Se, dunque, in un amplificatore di classe *C* a pentodo il soppressore viene mantenuto negativo, l'ampiezza degli impulsi di corrente anodica e la corrispondente ampiezza della tensione oscillatoria anodica viene a dipendere dalla tensione del soppressore: al variare di questa varia l'ampiezza dell'oscillazione e, con un'opportuna scelta delle condizioni di funzionamento, è possibile ottenere che le variazioni di ampiezza siano praticamente proporzionali alle variazioni di tensione del soppressore attorno al valore di riposo. Su questo principio è basato il metodo di modulazione di soppressore.

Nella figura 9 è indicato uno schema di massima di un amplificatore di classe *C modulato di soppressore*. Al soppressore è applicata una tensione di polarizzazione negativa, E_{s0} , a cui è sovrapposta la tensione alternata e_m , prodotta da un amplificatore di bassa frequenza ⁽⁹⁾ al cui ingresso è applicato il segnale che porta l'informazione. In condizioni di riposo ($e_m=0$) gli impulsi di corrente anodica hanno una determinata

(9) - Nello schema è visibile dell'amplificatore di b. f. il solo trasformatore d'uscita.

ampiezza legata al valore di E_{s0} ; in presenza della tensione e_m l'ampiezza degli impulsi varia attorno al valore di riposo e corrispondentemente varia l'ampiezza dell'oscillazione a radiofrequenza che si ha all'uscita dell'amplificatore. Si ha così la modulazione di ampiezza che può risultare abbastanza fedele con un'opportuna scelta di E_{s0} e dell'ampiezza del segnale modulante.

La modulazione di soppressore non è molto diversa dalla modulazione di griglia: di fronte a questa ha il vantaggio pratico che l'oscilla-

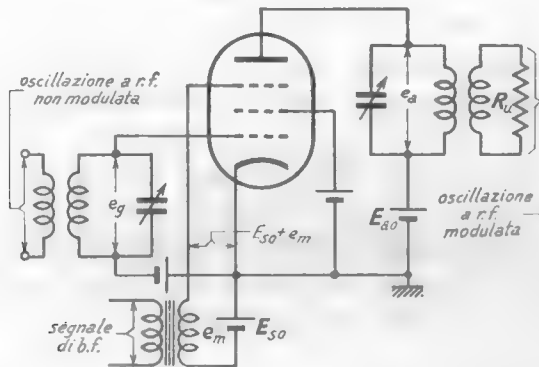


Fig. 9 — Schema di principio di un amplificatore di classe C modulato di soppressore.

zione a radiofrequenza e la tensione modulante sono applicate a due elettrodi diversi (griglia controllo e soppressore), invece che ad un unico elettrodo (fig. 6), il che consente qualche facilitazione costruttiva.

4. — Considerazioni energetiche sulla modulazione di ampiezza.

È utile rendersi conto dell'entità della potenza che un amplificatore a radiofrequenza immette nella resistenza di utilizzazione R_u (ad es., nell'antenna trasmittente) in condizioni di modulazione di ampiezza.

Nell'ipotesi di modulazione sinusoidale con frequenza di modulazione f_m e grado di modulazione m , l'espressione della corrente i_u che circola nella resistenza R_u sarà del tipo (7) del n. 1:

$$(1) \quad i_u = [I_u (1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_m t)] \operatorname{sen} 2\pi f_o t .$$

Come sappiamo (Cap. I, n. 7, form. 3), essa può riscriversi:

$$(2) \quad i_u = I_u \operatorname{sen} 2\pi f_o t + \frac{m I_u}{2} \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o - f_m) t + \frac{\pi}{2} \right] + \frac{m I_u}{2} \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o + f_m) t - \frac{\pi}{2} \right],$$

e può quindi considerarsi come la somma di tre componenti sinusoidali, aventi rispettivamente ampiezza I_u e frequenza f_o (*oscillazione portante*), ampiezza $m I_u/2$ e frequenza $f_o - f_m$ (*oscillazione laterale inferiore*), ampiezza $m I_u/2$ e frequenza $f_o + f_m$ (*oscillazione laterale superiore*).

La potenza immessa in R_u è la somma delle potenze che competono alle tre componenti della corrente ⁽¹⁰⁾, aventi rispettivamente i valori efficaci $I_u/\sqrt{2}$, $m I_u/\sqrt{2}$, e ancora $m I_u/\sqrt{2}$. La potenza relativa alla portante è perciò:

$$(3) \quad P_{uo} = \frac{1}{2} I_u^2 R_u ;$$

la potenza relativa a ciascuna oscillazione laterale è $m^2 I_u^2 R_u/8 = P_{uo}/4$, per cui la potenza complessiva delle due oscillazioni laterali è:

$$(4) \quad P_{u\text{lat}} = \frac{m^2 I_u^2 R_u}{4} = \frac{m^2}{2} P_{uo} ,$$

mentre la totale potenza immessa in R_u risulta:

$$(5) \quad P_u = P_{uo} + P_{u\text{lat}} = P_{uo} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) .$$

Poichè il massimo valore di m è 1 (modulazione al 100%), *la massima potenza connessa alle oscillazioni laterali risulta la metà di quella dell'oscillazione portante, che coincide con quella dell'oscillazione non modulata* ⁽¹¹⁾.

Fissiamo l'attenzione sul caso concreto di un amplificatore a modulazione anodica (figg. 3, 5): al fine di ottenere modulazione al 100% occorre che l'ampiezza della tensione e_m ai capi del secondario del *trasformatore di modulazione* abbia lo stesso valore della tensione E'_{ao} ⁽¹²⁾. Osserviamo poi che se il segnale di bassa frequenza è nullo, la tensione e_m è zero e l'amplificatore modulato è alimentato dalla sola tensione E'_{ao} ; in tali condizioni in R_u si ha la sola potenza della portante, P_{uo} , che proviene dall'alimentatore anodico. Quando il segnale non è nullo, con-

⁽¹⁰⁾ - Nel caso di tensioni e correnti non sinusoidali la potenza complessiva è la somma delle potenze relative alle singole componenti (Vol. I, Cap. I, n. 11 b).

⁽¹¹⁾ - Dalla (5) per $m=0$ (assenza di modulazione), risulta $P_u = P_{uo}$.

⁽¹²⁾ - Quando si pensi che, negli amplificatori dei trasmettitori, E'_{ao} può avere valori di qualche migliaia o decina di migliaia di volt, si comprende l'importanza di questa considerazione nei riguardi del dimensionamento del trasformatore.

tribuisce all'alimentazione dell'amplificatore modulato anche la tensione e_m e, nella resistenza R_u , alla potenza P_{uo} della portante di sovrapporre la potenza $P_{u\text{lat}}$ delle oscillazioni laterali. Tale potenza è fornita all'amplificatore *modulato* dall'amplificatore *modulatore* (amplificatore di bassa frequenza), il quale deve, quindi, essere dimensionato in modo da potere produrre tale potenza ⁽¹³⁾.

Mostriamo con un esempio l'entità di questa potenza: debba essere modulata al 100% una *portante* di 5 kW ⁽¹⁴⁾; il rendimento di conversione dell'amplificatore di classe C modulato sia del 70% ($\eta_c=0,7$). La potenza che l'alimentatore E'_{ao} deve erogare per la portante sarà allora a $P_{uo}/0,7$ e cioè $5 \cdot 10^3/0,7=7,15 \cdot 10^3$ W; la potenza che l'amplificatore modulatore dovrà erogare per le oscillazioni laterali ⁽¹⁵⁾ sarà la metà di questa, cioè pari a circa 3,6 kW. Facciamo l'ipotesi — del tutto provvisoria — che l'amplificatore modulatore operi in classe A con rendimento del 20%: il suo alimentatore deve fornirgli, allora, una potenza di $3,6 \cdot 10^3/0,2=18 \cdot 10^3$ W, di cui l'ottanta per cento andrebbe dissipato in calore. Naturalmente sarebbe irrazionale operare in tal modo: in pratica l'amplificatore modulatore è fatto funzionare in classe B (necessariamente con due tubi in push-pull) in cui il rendimento è molto più elevato.

L'esempio svolto e le considerazioni precedenti mostrano che, per la modulazione anodica (e, corrispondentemente, di collettore), l'amplificatore *modulatore* deve produrre una potenza dello stesso ordine di grandezza di quella dell'amplificatore *modulato*; nella modulazione di griglia (o di base) e di soppressore (figg. 6, 9) la potenza che l'amplificatore modulatore deve fornire è, in confronto, del tutto trascurabile. La modulazione di griglia e di soppressore è perciò, sotto questo aspetto più economica della modulazione di placca; ma le condizioni di regolazione di un amplificatore di classe C modulato di griglia o di soppressore sono tali che la sua potenza di uscita è nettamente inferiore ⁽¹⁶⁾ di quella

⁽¹³⁾ - Ricavandola, manifestamente, dal proprio alimentatore anodico.

⁽¹⁴⁾ - Debba cioè essere modulato un amplificatore in cui, in assenza di modulazione, sia $P_u=P_{uo}=5 \cdot 10^3$ W.

⁽¹⁵⁾ - Alla potenza della portante $P_{uo}=5$ kW corrisponde, per $m=1$, una potenza complessiva delle oscillazioni laterali $P_{u\text{lat}}=P_{uo}/2=2,5$ kW; poichè il rendimento dell'amplificatore modulato è supposto essere 0,7, la potenza corrispondente di alimentazione sarà $2,5/0,7 \approx 3,6$ kW.

⁽¹⁶⁾ - Circa un quarto, nella modulazione di griglia.

del medesimo amplificatore modulato di placca. Per questo motivo, e per le minori distorsioni che in pratica è possibile ottenere con la modulazione di placca, questa costituisce il sistema di modulazione più diffuso.

Per concludere le nostre considerazioni energetiche sulla modulazione di ampiezza conviene fare un'osservazione che svilupperemo nel numero seguente. Dalla formula (5) risulta che per $m=1$ si ha $P_u=3P_{uo}/2$, dal che si deduce che, della potenza P_u associata ad un'oscillazione modulata al 100%, due terzi si riferiscono alla portante, mentre soltanto un terzo si riferisce alle oscillazioni laterali. D'altra parte l'oscillazione portante non contiene in sé alcun carattere del segnale modulante, per cui la potenza P_{uo} ad essa connessa è da considerarsi, in certo senso, sprecata agli effetti della trasmissione dell'informazione; sotto questo aspetto, la potenza utile è soltanto quella associata alle oscillazioni laterali, $P_{u\text{lat}}=m^2 P_{uo}/2$, dato che esse sole portano in sé il carattere del segnale modulante.

Queste considerazioni mostrano la convenienza di usare gradi di modulazione quanto più prossimi ad 1 è possibile, affinché la potenza utile non risulti un'aliquota troppo piccola della potenza totale trasmessa.

5. — Soppressione della portante. Modulatore bilanciato.

Poichè nella modulazione di ampiezza la *portante* non contiene in sé il carattere del segnale informativo, la potenza ad essa connessa è perduta, come abbiamo già detto, agli effetti della trasmissione dell'informazione. In considerazione di ciò, in particolari sistemi di comunicazioni, la portante viene *soppressa* e vengono trasmesse le sole oscillazioni laterali, il che è possibile poichè anch'esse hanno frequenze radio; in siffatti sistemi l'intera potenza trasmessa è attribuita alle oscillazioni laterali e risulta nulla in assenza del segnale modulante. È anche possibile, senza perdere nulla del contenuto informativo, trasmettere solamente le oscillazioni di una banda laterale (inferiore o superiore), eliminando quelle dell'altra banda; ne risulta un ulteriore beneficio agli effetti della potenza trasmessa ed anche della larghezza del canale di frequenza occupato dalla trasmissione.

Pur non potendo occuparci di tali sistemi, che implicano notevoli complicazioni negli apparati trasmettenti e riceventi, indicheremo il metodo con cui si effettua la *soppressione della portante*; esso ha infatti applicazioni nella tecnica elettronica anche indipendentemente dal suo uso nei suddetti sistemi.

La soppressione della portante si ottiene mediante i cosiddetti *modulatori bilanciati*, di cui nella figura 10 è mostrato uno schema di principio. In tale circuito i due tubi, operanti in classe C, hanno le griglie alimentate *in controfase dal segnale modulante* (tramite il trasformatore T_1) ed *in fase dall'oscillazione a radiofrequenza* (tramite i condensatori C' , C''). Il circuito risonante anodico, alimentato in push-pull dai due tubi, risulta sensibile alla differenza delle loro correnti anodiche, $i_a' - i_a''$; o meglio — essendo le due correnti impulsive — alla differenza delle loro componenti di prima armonica j_a' , j_a'' , sulla cui frequenza esso è accordato.

Se manca il segnale modulante, le due suddette componenti sono uguali fra loro, $j_a'' = j_a' = J_{a1} \text{sen } \omega_0 t$; per cui

la loro differenza è zero ed il segnale all'uscita è nullo. Supponiamo invece che esista il segnale modulante il quale produca sulle due griglie i due segnali in opposizione di fase $e_m' = E_m \text{sen } \omega_m t$, $e_m'' = -E_m \text{sen } \omega_m t$. Le due componenti di prima armonica delle correnti anodiche avranno espressioni del tipo (n. 1, form. 3):

$$(1) \quad j_a' = (J_{a1} + a e_m') \text{sen } \omega_0 t = J_{a1} \text{sen } \omega_0 t + a E_m \text{sen } \omega_m t \text{sen } \omega_0 t,$$

$$(2) \quad j_a'' = (J_{a1} + a e_m'') \text{sen } \omega_0 t = J_{a1} \text{sen } \omega_0 t - a E_m \text{sen } \omega_m t \text{sen } \omega_0 t,$$

dove a è una costante di proporzionalità (A/V); la loro differenza risulta:

$$(3) \quad j_a' - j_a'' = 2a E_m \text{sen } \omega_m t \text{sen } \omega_0 t.$$

A tale differenza risulterà proporzionale la corrente i_u nella resistenza di utilizzazione; essa avrà pertanto l'espressione:

$$(4) \quad i_u = 2k E_m \text{sen } \omega_m t \text{sen } \omega_0 t,$$

dove k è una nuova costante di proporzionalità (A/V). Come sappiamo,

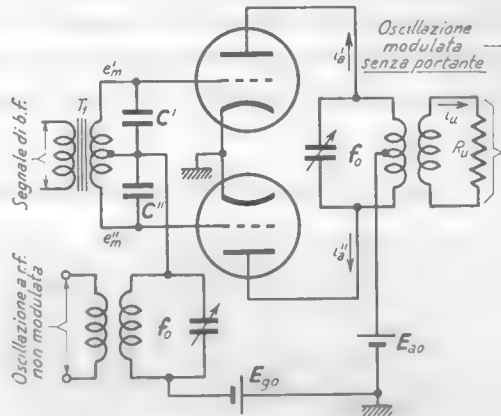


Fig. 10 — Schema di principio di un *modulatore bilanciato*.

l'espressione precedente può scriversi:

$$(5) \quad i_u = k E_m \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o - f_m) t + \frac{\pi}{2} \right] + k E_m \operatorname{sen} \left[2\pi (f_o + f_m) t - \frac{\pi}{2} \right],$$

e mostra chiaramente l'esistenza nella corrente d'uscita delle sole *oscillazioni laterali* (inferiore e superiore) e la mancanza della *portante*. Le stesse proprietà valgono nel caso di un segnale modulante reale: scomposto nelle sue componenti sinusoidali esso dà luogo ad altrettante coppie di oscillazioni laterali come quelle che compaiono nella (5).

6. — Generalità sulla rivelazione delle oscillazioni modulate in ampiezza.

L'operazione complementare della modulazione di ampiezza, mediante la quale, in ricezione, si riottiene il segnale di bassa frequenza

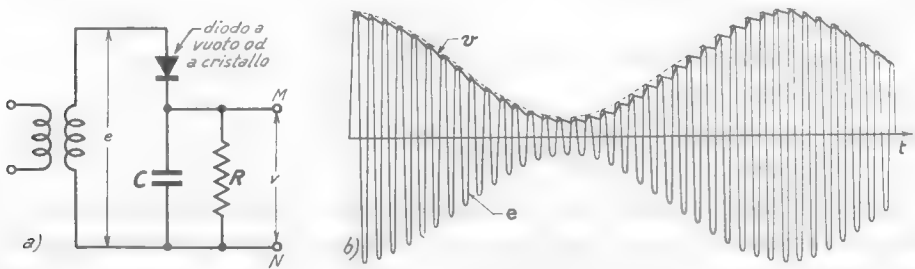


Fig. 11 — Schema di principio di un rivelatore. Andamento della tensione v ai capi del gruppo RC .

dall'oscillazione a radiofrequenza ricevuta, si dice *demodulazione* o, più comunemente, *rivelazione*. Essa consiste in una sorta di raddrizzamento dell'oscillazione modulata, compiuto col metodo basato sulla carica di una capacità attraverso ad un diodo (a vuoto od a cristallo) e la sua scarica attraverso ad una resistenza (Vol. I, Cap. IV, n. 6).

Lo schema di principio del tipo più comune di *rivelatore*, cioè del circuito che compie l'operazione di rivelazione, è indicato nella figura 11 a) ed è qualitativamente identico allo schema base del raddrizzatore a diodo (a vuoto od a cristallo) introdotto nel Vol. I ⁽¹⁷⁾: in relazione ad esso si è visto che, con un'opportuna scelta della costante di tempo RC , la

⁽¹⁷⁾ - Vol. I, Cap. IV, n. 6, figg. 10-11.

tensione d'uscita v è, a regime, approssimativamente uguale al valor massimo della tensione alternata e applicata. Nel caso attuale — in cui la tensione e è un'oscillazione modulata in ampiezza e perciò il suo valor massimo varia continuamente con la legge del segnale modulante — se la costante di tempo RC è opportunamente dimensionata ⁽¹⁸⁾, la tensione v segue l'andamento dell'*inviluppo* della tensione modulata nel modo indicato nella figura 11 *b*), come facilmente si comprende riesaminando nel Vol. I le figure 10 e 11 del Cap. IV (n. 6). La *seghettatura* della tensione risultante v è, in pratica (contrariamente a quanto appare in figura), assai piccola e ciò perchè anche nel più breve periodo del

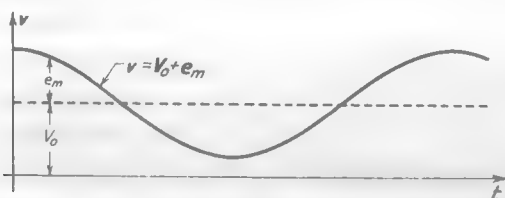


Fig. 12 — La tensione rivelata v è la somma di una tensione continua V_0 e di una tensione alternata e_m che riproduce il segnale modulante.

segnale modulante si compiono molte centinaia ed anche migliaia di oscillazioni a radiofrequenza e non solamente poche decine, come è indicato nella figura 11 *b*) per necessità di disegno.

A parte, dunque, la seghettatura, la tensione v viene ad avere l'andamento indicato nella figura 12 che riproduce l'inviluppo dell'oscillazione modulata; essa può considerarsi la somma di una tensione continua V_0 , il cui valore è indipendente dalle vicende della modulazione ed è proporzionale all'ampiezza dell'oscillazione portante, e di una tensione alternata e_m proporzionale al segnale modulante stesso. Vedremo nel paragrafo seguente come tale segnale — che rappresenta il risultato utile dell'operazione di rivelazione — venga prelevato ed utilizzato; accenneremo anche allo sfruttamento della tensione continua V_0 per svolgere un importante compito nei ricevitori (*regolazione automatica della sensibilità*).

⁽¹⁸⁾ - La scarica di C su R e la successiva ricarica devono essere sufficientemente rapide onde la tensione ai capi di C possa seguire le variazioni dell'ampiezza di e ; maggiori precisazioni saranno date nel seguito del paragrafo.

Il dimensionamento della costante di tempo RC è una questione assai importante: se RC è troppo grande il condensatore non si scarica con sufficiente rapidità e la sua tensione non riesce a seguire l'involuppo della oscillazione modulata nella fase discendente, come è mostrato

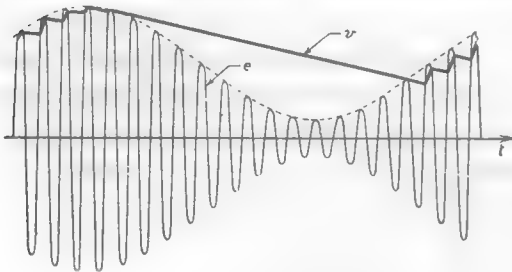


Fig. 13 — Distorsione derivante da un eccessivo valore di RC .

grossolanamente nella figura 13. Nè, d'altra parte, la costante di tempo può essere troppo piccola onde il condensatore non si scarichi eccessivamente; essa deve essere opportunamente commensurata al rapporto fra la frequenza del segnale e la frequenza della oscillazione. Nei normali ricevitori la costante di tempo RC ha valori dell'ordine di $50 \cdot 10^{-6}$ sec ⁽¹⁹⁾,

ottenuta ad esempio, con $C=200$ pF; $R=0,25$ M Ω nei ricevitori a tubi e con $C=0,01$ μ F ed $R=5$ k Ω nei ricevitori a transistori.

7. — Prelievo ed amplificazione del segnale rivelato.

Il segnale rivelato e_m , presente fra i morsetti M ed N nel rivelatore della figura 11 a), deve essere prelevato indipendentemente dalla ten-

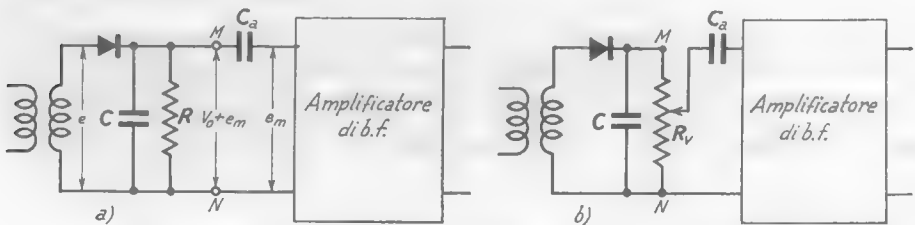


Fig. 14 — Prelievo del segnale rivelato e sua amplificazione.

sione V_o (fig. 12) ed amplificato da un amplificatore di bassa frequenza: ciò si ottiene stabilendo il collegamento fra il rivelatore e l'amplificatore mediante una capacità C_a , come è indicato nella figura 14 a).

⁽¹⁹⁾ - Essa è circa 25 volte il periodo dell'oscillazione a radiofrequenza, che nei ricevitori è dell'ordine di $2 \cdot 10^{-6}$ sec ($f=450 \div 500$ kHz).

Normalmente all'amplificatore non viene applicato l'intero segnale rilevato ma una sua frazione, regolabile manualmente al fine di ottenere un segnale d'uscita di ben determinata ampiezza e quindi un prestabilito *volume* (intensità) del suono prodotto dall'altoparlante collegato all'uscita. La *regolazione del volume* (o *controllo di volume*) si ottiene di solito sostituendo alla resistenza del gruppo di rivelazione un partitore resistivo, come è indicato nella figura 14 b). Nella figura 15 a) è mostrata l'applicazione di questo metodo ad un amplificatore a transistori, di cui in figura è indicato il solo primo stadio: in esso le resi-

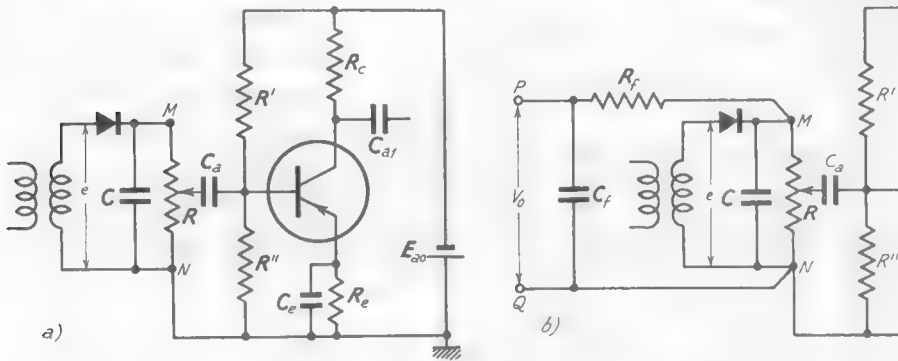


Fig. 15 — Applicazione del segnale rivelato ad un amplificatore a transistori. Prelievo della tensione V_o mediante un filtro passa-basso.

stenze R' ed R'' provvedono manifestamente alla polarizzazione di base.

La tensione V_o che si ha fra i morsetti MN insieme al segnale rilevato e_m — la quale non giunge all'amplificatore per la presenza della capacità C_a — ha anch'essa un'importante funzione; come vedremo nel Cap. X (n. 6), essa provvede normalmente alla regolazione automatica della sensibilità dei ricevitori con un meccanismo di cui abbiamo già dato un cenno nel Cap. IV (n. 7). Per compiere tale funzione essa viene normalmente prelevata dai morsetti MN e trasferita ad altri due morsetti PQ (fig. 15 b) tramite un *filtro passa-basso* a resistenza, R_f , e capacità, C_f (Vol. I, Cap. III, n. 1, figg. 2-3): con un opportuno dimensionamento esso fa sì che il segnale e_m non venga in alcun modo trasferito fra i morsetti d'uscita PQ . In tal modo si ottiene il risultato che della tensione presente fra i morsetti MN del rivelatore, $V_o + e_m$, il valor medio V_o sia reso disponibile fra i morsetti PQ , mentre il segnale e_m sia applicato all'amplificatore e trasferito all'altoparlante.

Nel caso in cui siano usati tubi elettronici, la tensione continua necessaria per la suddetta regolazione automatica di sensibilità deve essere negativa, $-V_0$ (Cap. III, n. 6): essa viene perciò prelevata fra i punti N ed M invece che fra M ed N . Normalmente, poi, il punto M , che corrisponde al catodo del diodo, è tenuto a potenziale fisso, per cui lo schema di principio del rivelatore diviene quello indicato nella fig. 16 a) che, per comodità, può essere ridisegnato come nella figura 16 b).

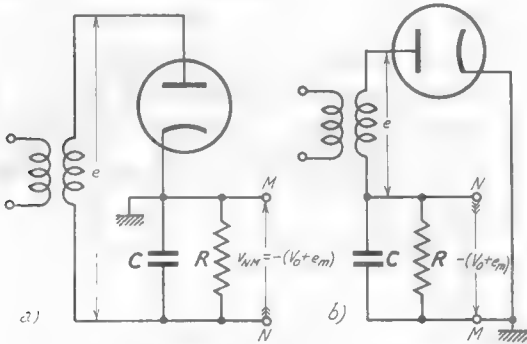


Fig. 16 — Schemi di principio di rivelatori attuati con diodi a vuoto.

(indicato con segno grosso) del partitore per la regolazione di volume

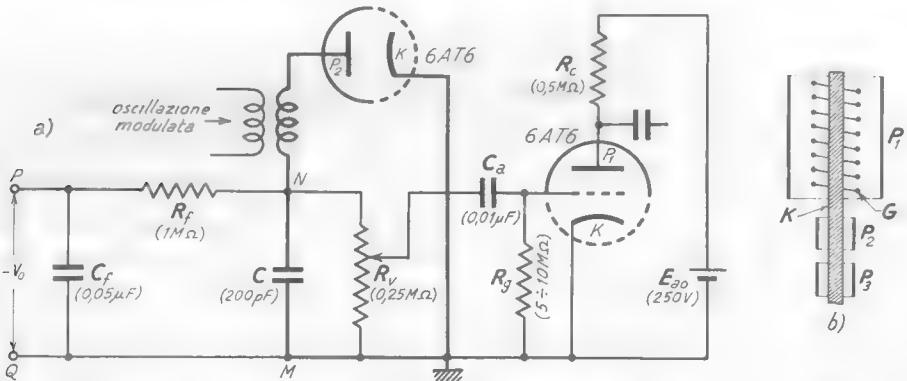


Fig. 17 — Schema di un rivelatore associato ad un amplificatore a tubo. Struttura di un doppio diodo-triodo.

oltre che il suo collegamento a capacità alla griglia del triodo amplificatore⁽²⁰⁾ ed il prelievo della tensione continua $-V_0$ attraverso il filtro

⁽²⁰⁾ - È usata la *polarizzazione fissa elettronica* (Vol. I, Cap. X, n. 13, fig. 42 c) che consente di fare a meno del gruppo di polarizzazione catodico e di collegare, perciò, a massa il catodo del triodo.

passa-basso R, C ; i valori dei vari elementi indicati nello schema si riferiscono all'applicazione ad un semplice ricevitore. Molto spesso il diodo rivelatore ed il triodo amplificatore sono contenuti entro un medesimo bulbo e costituiscono un unico tubo: assai comune è il *doppio diodo-triodo*, che costruttivamente è la riunione entro uno stesso bulbo di un triodo e di due diodi aventi il catodo comune, com'è schematicamente mostrato nella figura 17 b) ⁽²¹⁾.

Negli schemi esaminati, ai capi della capacità C sono presenti, oltre che il segnale utile e_m e la tensione continua V_o , anche deboli componenti a radiofrequenza derivanti dalla *seghettatura* della

tensione rivelata (fig. 11); esse risultano applicate, tramite il partitore R_p ed il condensatore C_a all'amplificatore di bassa frequenza. Manifestamente, poichè questo è solo adatto ad amplificare segnali di bassa frequenza, le componenti a radiofrequenza non sono amplificate e perciò risultano senza alcun effetto in uscita. Accade però, specialmente negli amplificatori a tubi, che esse possano dar luogo a dannose retroazioni che si manifestano attraverso le capacità parassite. In tali casi si suole interporre fra il condensatore di rivelazione C ed il partitore R_p un semplice filtro passa-basso a resistenza e capacità, così dimensionato da creare attenuazione molto forte sulle componenti a radiofrequenza ma irrisoria sui segnali di bassa frequenza utili. Nel rivelatore della figura 18, che ripete sostanzialmente lo schema della figura 17, il filtro passa-basso è costituito dalla resistenza R' e dalla capacità C' ; i loro valori come quelli degli altri elementi indicati nello schema sono tipici per un semplice ricevitore.

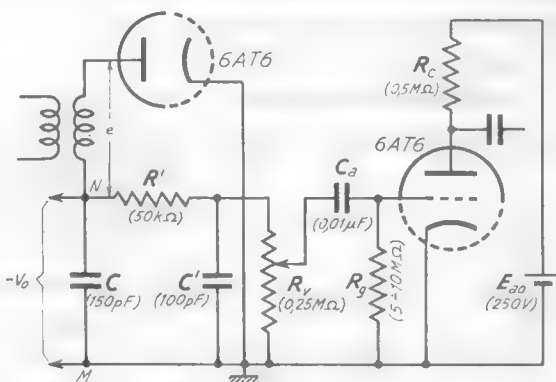


Fig. 18 — Lo stesso schema della figura 17, con l'aggiunta del filtro passa-basso $R'C'$ per impedire alle componenti di alta frequenza di giungere alla griglia del triodo.

retroazioni che si manifestano attraverso le capacità parassite. In tali casi si suole interporre fra il condensatore di rivelazione C ed il partitore R_p un semplice filtro passa-basso a resistenza e capacità, così dimensionato da creare attenuazione molto forte sulle componenti a radiofrequenza ma irrisoria sui segnali di bassa frequenza utili. Nel rivelatore della figura 18, che ripete sostanzialmente lo schema della figura 17, il filtro passa-basso è costituito dalla resistenza R' e dalla capacità C' ; i loro valori come quelli degli altri elementi indicati nello schema sono tipici per un semplice ricevitore.

⁽²¹⁾ - Il tubo 6AT6 usato nello schema della figura 17 è di questo tipo: la placca P_3 non utilizzata è spesso collegata a massa.

I circuiti presi in considerazione hanno uso molto vasto nei ricevitori: ma molti altri schemi sono usati che differiscono in qualche particolare da quelli esaminati. Gli schemi visti costituiscono, peraltro, una base che consente l'interpretazione di ogni altro schema che si possa incontrare nella pratica.

8. — Il ricevitore a galena.

Il contatto fra una punta metallica e particolari cristalli presenta, come è noto, una conduttività unidirezionale simile a quella del diodo: è il fenomeno su cui sono basati, appunto, i *diodi a cristallo* del tipo *a punta* (Vol. I, Cap. VIII, n. 8).

Nei primordi della radio fu sfruttato per la rivelazione il contatto fra una punta metallica ed un *cristallo di galena* (solfuro di piombo)

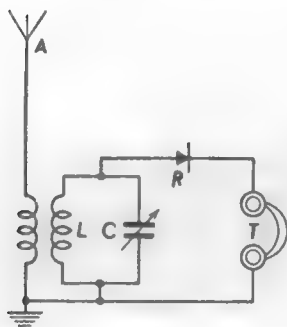


Fig. 19 — Semplice ricevitore a galena.

che ha marcate proprietà raddrizzanti. Il rivelatore a cristallo di galena (o, più comodamente, un *diodo a punta a cristallo di germanio*) permette di realizzare un semplicissimo ricevitore radio, quasi un giocattolo, un tempo assai usato per la ricezione della stazione trasmittente locale. Il suo schema è mostrato nella figura 19; la tensione a radiofrequenza indotta in un'antenna *A* viene applicata ad un circuito risonante *LC* accordato sulla frequenza della stazione trasmittente. La tensione ai capi del circuito risonante è raddrizzata dal rivelatore a ga-

lena *R* ed applicata ad una cuffia telefonica *T*; in questa avviene un fenomeno simile a quello che si ha nel gruppo *RC* del normale rivelatore, per cui in definitiva la membrana telefonica vibra seguendo approssimativamente l'involuppo dell'oscillazione modulata.

Il *ricevitore a galena* è interessante perchè funziona senza alcuna sorgente locale che fornisca potenza (pile, alimentatore), come invece avviene nei normali radioricevitori: la potenza che fa vibrare la membrana della cuffia proviene dall'antenna ricevente che la capta direttamente dall'onda elettromagnetica; essa proviene quindi, in definitiva dal trasmettitore.

9. — Rivelazione ottenuta con triodi (o pentodi) e transistori.

Allorchè un amplificatore (a triodo od a pentodo) è polarizzato all'incirca all'interdizione ed alla griglia è applicata una tensione modulata di ampiezza sufficiente, si ha un impulso di corrente anodica per ogni semialternanza positiva della tensione modulata (fig. 20), mentre non si ha corrente durante le semialternanze negative (in sostanza il funzionamento è quello di un amplificatore di classe *B*). L'ampiezza degli impulsi di corrente anodica è, grosso modo, proporzionale all'ampiezza della tensione applicata alla griglia;

disponendo nel circuito anodico un gruppo *RC*, come quello usato nei rivelatori a diodo, sarà possibile ottenere ai capi di esso una tensione

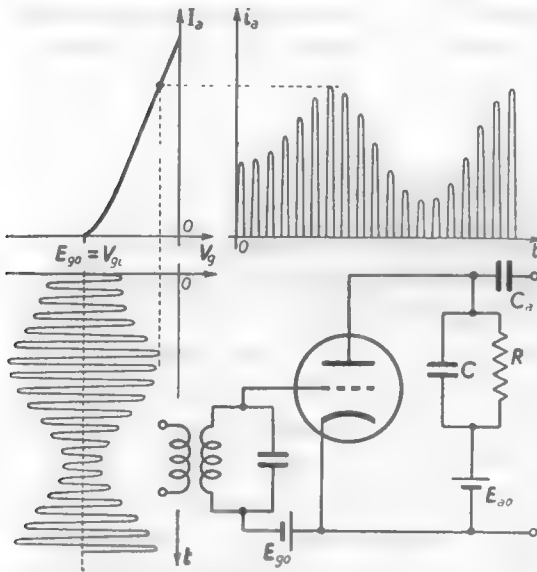


Fig. 20 — Rivelatore per caratteristica di placca e relativo meccanismo di funzionamento.

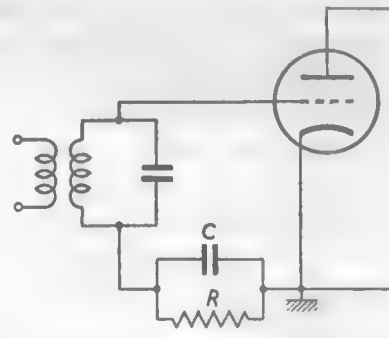


Fig. 21 — Rivelatore per caratteristica di griglia.

ne che ripete la forma dell'involuppo dell'oscillazione modulata. Ciò solo in modo approssimativo data la non linearità della caratteristica: le distorsioni sono tanto maggiori quanto più piccola è l'ampiezza della tensione modulata applicata alla griglia.

Il sistema di rivelazione ora accennato dicesi *rivelazione per caratteristica di placca*; ma esistono altri sistemi che utilizzano triodi e pentodi quali rivelatori. Accenneremo alla *rivelazione per caratteristica di griglia*, di cui un circuito tipico è mostrato, in linea di principio, nella figura 21; in esso la griglia del triodo si comporta in maniera identica alla placca di un diodo. Il circuito di griglia — comprendente il complesso griglia-

catodo, il circuito risonante d'ingresso ed il gruppo RC — può considerarsi in tutto identico ai circuiti di rivelazione a diodo studiati nel n. 7 (fig. 16); perciò ai capi di R si localizza la tensione rivelata di bassa frequenza. Sulla griglia, considerata ora come facente parte del triodo usato quale amplificatore, risulta applicata la tensione ad alta frequenza e la tensione di bassa frequenza presente ai capi di R . Inserendo nel circuito anodico del triodo un sistema filtrante che elimini le componenti di alta frequenza è possibile ottenere in uscita, amplificato, il segnale rivelato.

Sistemi di rivelazione analoghi a quelli descritti possono essere attuati anche con transistori; il loro uso è, peraltro, sempre meno frequente, preferendosi impiegare, piuttosto, i rivelatori a diodo esaminati nei nn. 6 e 7.

10. — Rivelazione rigenerativa ed oscillatoria.

La rivelazione per caratteristica di griglia era molto usata in passato in unione alla reazione positiva per ottenere notevole sensibilità e selettività nei ricevitori. La rivelazione di tale tipo è detta *rivelazione rigenerativa* ed è tuttora usata (seppure, sempre più raramente) in qualche ricevitore professionale, soprattutto perchè consente, in determinate condizioni, la ricezione di oscillazioni non modulate.

Per l'applicazione della reazione positiva alla rivelazione si trae profitto dal fatto che, nei rivelatori per caratteristica di griglia, è presente nel circuito anodico una componente avente la frequenza dell'oscillazione di a.f. applicata all'ingresso. Tale componente, che nei normali rivelatori si cerca di eliminare, viene

invece utilizzata per la reazione, stabilendo (fig. 22 a) un accoppiamento induttivo fra il circuito risonante di entrata e una piccola induttanza L_B

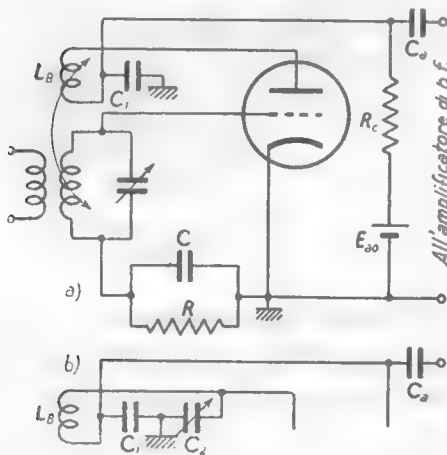


Fig. 22 — Schema di principio di rivelatore rigenerativo e sua variante.

invece utilizzata per la reazione, stabilendo (fig. 22 a) un accoppiamento induttivo fra il circuito risonante di entrata e una piccola induttanza L_B

posta in serie al circuito anodico: tale accoppiamento, dato il piccolo valore di L_B e le proprietà risonanti del circuito di entrata, produce effetto di reazione per la sola componente di alta frequenza e non per la bassa frequenza. L'accoppiamento è regolabile, avvicinando più o meno L_B all'induttanza del circuito di entrata, onde poter variare il grado di reazione. Lo schema *b*) della stessa figura mostra una modificazione del circuito di reazione che permette la regolazione del grado di reazione mediante variazione di un condensatore C_2 , invece che spostando la bobina di accoppiamento. Il condensatore C_2 offre alle componenti di a. f. della corrente anodica una via di reattanza variabile; esso rende, così, possibile dosare l'entità della corrente di a. f. che circola in L_B e quindi il grado di reazione. Il condensatore C_1 negli schemi *a*) e *b*) ha lo scopo di impedire che le componenti di a. f. della corrente anodica circolino nella resistenza di carico R_c .

Quando il grado di reazione è spinto al massimo possibile, fino al limite dell'innesco delle oscillazioni, l'amplificazione risultante è molto grande, specialmente per i segnali deboli, e la selettività risulta molto acuta. Di fronte a questi vantaggi la rivelazione *rigenerativa* presenta molti inconvenienti. In primo luogo la curva di risonanza del circuito risonante di entrata diviene così acuta che le bande laterali di un'oscillazione modulata vengono ridotte o addirittura soppresse; ne risultano così alterate le caratteristiche del segnale. In secondo luogo la regolazione è delicata perchè ad ogni variazione di accordo del circuito risonante di entrata bisogna regolare il grado di reazione ed in generale tale regolazione influisce a sua volta sull'accordo.

Da ultimo, allorchè il grado di reazione è portato al limite dell'innesco, per cause occasionali l'innesco può prodursi spontaneamente ed il circuito diviene un oscillatore: avviene allora il fenomeno dei battimenti fra l'oscillazione in arrivo e l'oscillazione localmente prodotta e ne risultano fischi assai noiosi nell'altoparlante o nella cuffia telefonica ⁽²²⁾. La rivelazione in tal caso dicesi oscillatoria e può essere sfruttata per attuare la rivelazione di segnali non modulati, in particolare di segnali radiotelegrafici.

(22) - Ciò apparirà chiaro dopo lo studio della rivelazione eterodina, che svolgeremo nel paragrafo seguente.

11. — Rivelazione eterodina.

La *rivelazione eterodina* è un'operazione utilissima che permette di ottenere una frequenza desiderata uguale alla differenza di due altre. Per comprendere come ciò possa avvenire è opportuno riferirsi al fenomeno dei *battimenti* in Acustica. Se al nostro orecchio arrivano contemporaneamente due suoni di frequenza leggermente diversa, f_1 ed f_2 , noi non

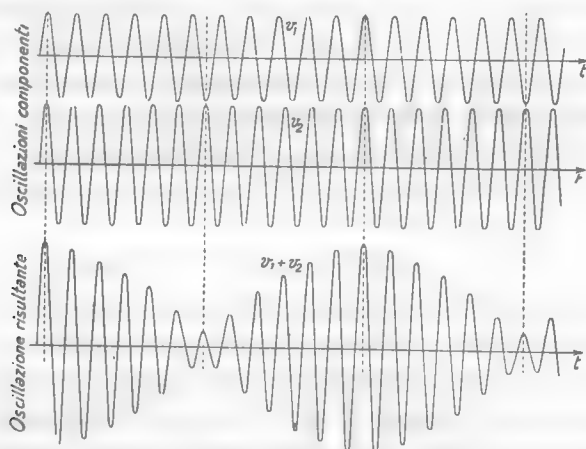


Fig. 23 — La somma di due oscillazioni di frequenze f_1 ed f_2 è un'oscillazione modulata in ampiezza; la frequenza di modulazione è $|f_2 - f_1|$.

li percepiamo separatamente (a causa del limitato potere risolutivo dell'orecchio) ma come *un unico suono la cui intensità varia ritmicamente con la frequenza $|f_2 - f_1|$* ⁽²³⁾; a queste ritmiche variazioni di intensità si dà il nome di *battimenti*. Analogamente se si addizionano fra loro due tensioni sinusoidali, v_1, v_2 , di frequenza f_1, f_2 , si ottiene un'oscillazione pseudo-sinusoidale la cui *ampiezza* varia ritmicamente con frequenza $|f_2 - f_1|$, nel modo indicato nella figura 23; si ottiene cioè un'oscillazione *modulata in ampiezza* con frequenza di modulazione $|f_2 - f_1|$ ⁽²⁴⁾.

⁽²³⁾ - Scrivendo il valore assoluto di $(f_2 - f_1)$ si intende che la frequenza con cui varia l'intensità del suono è effettivamente $(f_2 - f_1)$ se f_2 è maggiore di f_1 ed invece $(f_1 - f_2)$ se è $f_1 > f_2$.

⁽²⁴⁾ - In realtà, eseguendo la somma di due oscillazioni sinusoidali, $v_1 = V_1 \text{sen } \omega_1 t$, $v_2 = V_2 \text{sen } \omega_2 t$, si ottiene una oscillazione modulata (non sinusoidalmente) sia in ampiezza che in frequenza; ma la modulazione di frequenza che nasce nei battimenti è completamente

Se all'oscillazione così modulata dai battimenti si applica il processo di rivelazione si ottiene un'oscillazione che ripete la forma dell'involuppo e che perciò ha una frequenza uguale ad $|f_2 - f_1|$. Partendo dunque, da due oscillazioni di frequenza f_1 ed f_2 è possibile ottenere, mediante un processo di sovrapposizione e di rivelazione, un'oscillazione di frequenza uguale alla differenza delle loro frequenze, a tale processo si dà il nome di *rivelazione eterodina*. Fra le innumerevoli sue applicazioni ne esami-

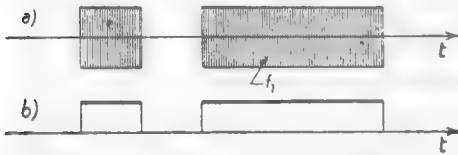


Fig. 24 — Rivelazione diretta di segnali telegrafici non modulati (il tratteggio simula le oscillazioni a radiofrequenza).

neremo qui una molto importante per la radiotelegrafia, che è la *ricezione fonica di segnali radiotelegrafici non modulati*.

I segnali radiotelegrafici non modulati consistono in successioni di treni di oscillazioni di ampiezza costante e di lunghezza pari a quella dei punti e linee del codice Morse; ad esempio, nella figura 24 a) sono mostrati i due treni di oscillazioni a radiofrequenza ($f = f_1$) corrispondenti al punto ed alla linea della lettera A. Se tali oscillazioni sono applicate ad un rivelatore si ottiene in uscita una tensione del tipo indicato nella figura 24 b), che non è in grado di produrre alcun effetto acustico in una cuffia telefonica od in un altoparlante. Per rendere udibili tali segnali si applica al rivelatore, contemporaneamente ai treni di oscillazioni a frequenza f_1 (fig. 25 a), un'oscillazione continua (fig. 25 b), di frequenza f_2 tale che

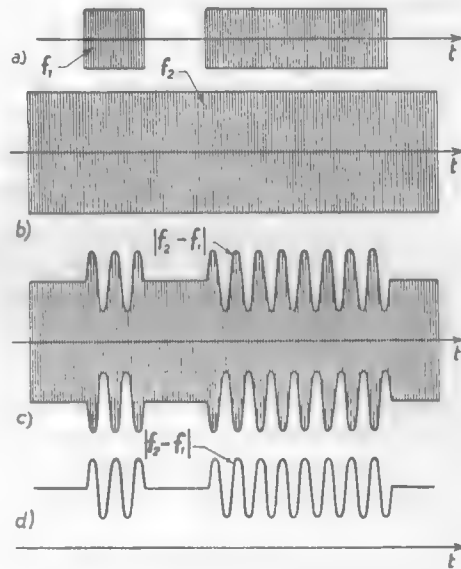


Fig. 25 — Rivelazione eterodina dei segnali radiotelegrafici.

senza effetto per ciò che riguarda la rivelazione, che qui interessa, per cui se ne può prescindere completamente. L'argomento sarà approfondito, in relazione alla modulazione di frequenza, nel n. 10 del Cap. XII.

$|f_2 - f_1|$ sia di ordine acustico; la sovrapposizione delle due oscillazioni dà origine ad un'unica oscillazione (fig. 25 c), la quale, in corrispondenza ai punti ed alle linee, risulta modulata dai battimenti, che hanno una frequenza acustica. Rivelando l'oscillazione c) si ottiene la tensione d) che è la sovrapposizione di una tensione continua e di treni di oscillazioni alla frequenza acustica $|f_2 - f_1|$, corrispondenti ai primitivi punti e linee; essi producono nella cuffia telefonica i voluti segnali acustici. L'oscillazione a frequenza f_2 è prodotta mediante un oscillatore detto comunemente *oscillatore locale* o *eterodina*, da cui il nome del particolare sistema di rivelazione in oggetto. Generalmente la frequenza f_2 dell'eterodina si sceglie in modo tale che la frequenza dei battimenti sia dell'ordine di 1000 Hz, a cui corrisponde un suono che il nostro orecchio distingue con facilità; così, ad esempio, se è $f_1 = 600$ kHz, si sceglie f_2 uguale a 599 kHz (oppure a 601 kHz) e ne risulta $|f_2 - f_1| = 1000$ Hz.

Vedremo nel capitolo seguente un'importante generalizzazione del processo studiato che conduce ad un'operazione fondamentale per tutte le radiocomunicazioni, che è la *conversione di frequenza*.

CAPITOLO VIII

CONVERSIONE DI FREQUENZA

1. — Principio della conversione di frequenza.

Una delle operazioni più comuni ed importanti sulle oscillazioni ad alta frequenza è la *conversione di frequenza*: essa consente di trasformare (*convertire*) un'oscillazione di data frequenza in un'altra di frequenza più bassa, *modulata in maniera identica*. La conversione di frequenza è impiegata, in particolare, nei radiricevitori: qui l'oscillazione provocata in antenna dall'onda elettromagnetica che si vuole ricevere viene sempre convertita — qualunque sia la sua frequenza — in un'oscillazione di frequenza prestabilita

e fissa (detta *frequenza intermedia, f_i*), più bassa di quella originaria. Ad esempio, nei ricevitori per radiodiffusione a modulazione di frequenza, le oscillazioni in arrivo, aventi frequenze dell'ordine

di 100 MHz, vengono sempre convertite in oscillazioni di frequenza $f_i = 10,7$ MHz, modulate in frequenza con la legge originaria.

L'operazione di conversione di frequenza può considerarsi derivata storicamente dalla *rivelazione eterodina*, di cui abbiamo parlato nell'ultimo paragrafo del capitolo precedente. Consideriamo il semplice schema della figura 1 a) in cui ad un raddrizzatore a diodo sono applicate con-

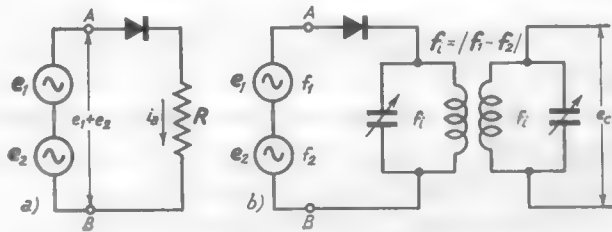


Fig. 1 — Semplice circuito per la conversione di frequenza.

temporaneamente due oscillazioni $e_1 = E_1 \sin 2\pi f_1 t$ ed $e_2 = E_2 \sin 2\pi f_2 t$. Per quanto si è visto nel capitolo precedente (n. 10, fig. 21) la loro somma è un'oscillazione con f_2 ampiezza ritmicamente variabile $|f_2 - f_1|$ volte al secondo, con l'andamento indicato, ad esempio, nella figura 2 a). La corrente i_a nella resistenza R ha l'andamento indicato nel diagramma b) della figura 2: essa è costituita da impulsi il cui valor medio (curva a tratto grosso) varia nel tempo con la stessa legge con cui varia l'am-

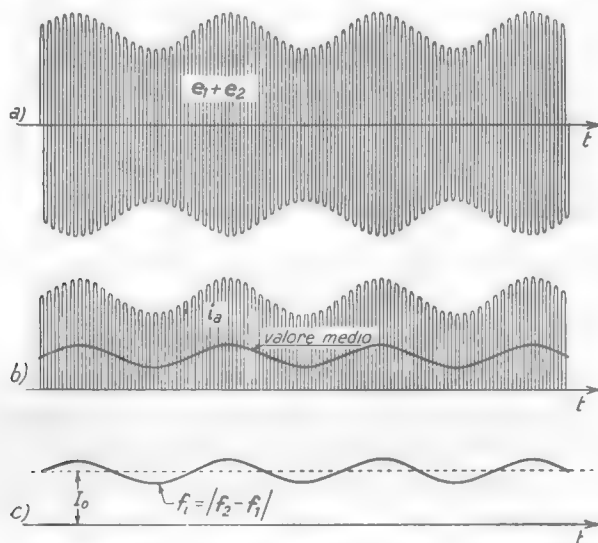


Fig. 2 — Andamento della tensione applicata (a), della corrente (b) e del suo valore medio (c) nel circuito di figura 1.

piezza dell'oscillazione $e_1 + e_2$ applicata. Tale valor medio, riportato nella figura 2c), è la somma di una corrente continua I_0 e di una corrente alternata di frequenza $|f_2 - f_1|$.

Se, al posto della resistenza R , si pone un circuito risonante (o un filtro di banda, come è indicato nella figura 1 b), accordato sulla frequenza $|f_2 - f_1|$, esso risulterà alimentato dalla suddetta corrente alternata e darà luogo in uscita ad un'oscillazione e_c di frequenza $|f_2 - f_1|$: ad esempio, se le due oscillazioni e_1 ed e_2 hanno frequenze $f_1 = 1500$ kHz, $f_2 = 1030$ kHz, si ottiene in uscita un'oscillazione sinusoidale e_c di frequenza $|f_2 - f_1| = 470$ kHz, purchè naturalmente il circuito risonante sia accordato su tale frequenza.

L'ampiezza dell'oscillazione così ottenuta è strettamente legata alle

ampiezze delle due oscillazioni e_1 ed e_2 che le hanno dato origine: se una delle due è fissa e l'altra è fatta variare, l'ampiezza dell'oscillazione convertita e_c varia essa pure, risultando, in determinate condizioni, ad essa proporzionale. In tale situazione si comprende (e noi lo dimostreremo nel n. 4) che se una delle due oscillazioni, ad esempio e_1 , è modulata in ampiezza con una determinata legge mentre l'ampiezza dell'altra oscillazione è costante, anche l'oscillazione convertita risulta modulata con la medesima legge. In maniera analoga, se la frequenza f_1 di e_1 subisce una variazione mentre f_2 è costante, la frequenza differenza $|f_2 - f_1|$ subisce identica variazione; per cui se l'oscillazione e_1 è modulata in frequenza anche l'oscillazione convertita risulta modulata in frequenza con la medesima legge ⁽¹⁾.

Col processo descritto è dunque possibile ottenere, da un'oscillazione e_1 di frequenza f_1 , un'oscillazione e_c di frequenza $f_c = |f_2 - f_1|$ minore della precedente, modulata in egual modo; ossia, come si suol dire, è possibile convertire la frequenza di un'oscillazione da un valore f_1 ad un valore f_c più basso senza alternarne la modulazione ⁽²⁾. Occorre naturalmente disporre di un'oscillazione e_2 di ampiezza opportuna e di frequenza f_2 tale che risulti $|f_2 - f_1| = f_c$: ad esempio, se da un'oscillazione e_1 a frequenza 2000 kHz si vuole ottenere un'oscillazione e_c a 500 kHz, occorre disporre di un'oscillazione e_2 di frequenza 2500 kHz oppure 1500 kHz; nel primo caso si ha $|f_2 - f_1| = |2500 - 2000| \text{ kHz} = 500 \text{ kHz}$, nel secondo si ha egualmente $|f_2 - f_1| = |1500 - 2000| \text{ kHz} = 500 \text{ kHz}$.

Per compiere la conversione di frequenza col processo descritto non è necessario disporre di un vero e proprio raddrizzatore come è indicato nella figura 1: è sufficiente operare con qualsiasi organo in cui la relazione fra corrente d'uscita e tensione d'entrata non sia lineare ⁽³⁾; per esempio, con un amplificatore operante in condizioni di non linearità, come potrebbe essere l'amplificatore della figura 3 con una conveniente scelta delle condizioni di funzionamento. È infatti possibile dimostrare (e noi

(1) - Naturalmente il circuito risonante (od il filtro di banda) deve avere banda passante sufficientemente larga onde consentire la suddetta modulazione.

(2) - Un'operazione del tutto analoga nel campo ottico si ha quando uno schermo fluorescente si illumina con luce ultravioletta: lo schermo trasforma questa in luce visibile (per esempio, verde) che ha frequenza più bassa della luce ultravioletta ed intensità strettamente dipendente dalla sua intensità.

(3) - Il raddrizzatore, d'anzì considerato, non è che un caso particolare di organo non lineare.

lo faremo nel n.4) che se a detto organo si applicano contemporaneamente l'oscillazione modulata e_1 , avente frequenza f_1 , e l'oscillazione e_2 , a frequenza f_2 , la corrente d'uscita (corrente anodica, nel caso dell'amplificatore di figura 3) contiene una componente di frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$, modulata come e_1 , che può essere utilizzata per alimentare un circuito risonante come nel caso precedente, così da ottenere in uscita la voluta

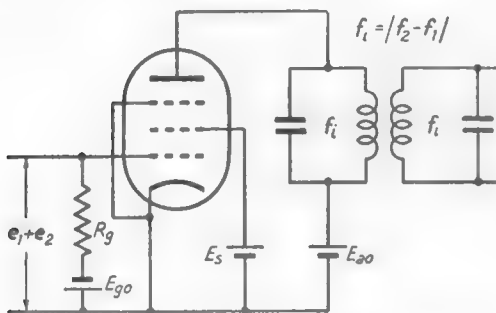


Fig. 3 — Se il tubo opera in condizioni non lineari si ha la conversione di frequenza.

oscillazione e_c a frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$.

Facciamo l'ipotesi che all'amplificatore della figura 3 siano applicate contemporaneamente due oscillazioni di frequenza $f_1 = 2200$ kHz ed $f_2 = 2700$ kHz e supponiamo di variare l'accordo dei circuiti componenti il filtro di banda. Se il tubo operasse in condizioni lineari, si avrebbe segnale in uscita solo se il

filtro fosse accordato su $f_1 = 2200$ kHz o su $f_2 = 2700$ kHz, comportandosi il dispositivo come un amplificatore sulle rispettive frequenze; se, invece, il tubo è portato ad operare non linearmente (con un'opportuna scelta della polarizzazione di griglia), si ottiene segnale in uscita, non solo sulle due frequenze sopradette, ma anche accordando il filtro di banda sulla frequenza differenza $f_i = |f_2 - f_1| = 500$ kHz⁽⁴⁾. Il segnale che si ottiene in uscita è un'oscillazione di frequenza f_i modulata come l'oscillazione e_1 ; naturalmente il filtro deve avere banda passante adatta alla modulazione dell'oscillazione risultante.

L'operazione di conversione di frequenza può essere schematizzata nel modo indicato nella figura 4, distinguendo in essa le seguenti fasi: 1) l'oscillazione e_1 di cui si vuole convertire la frequenza (rappresentata, nel diagramma superiore di figura, dal suo spettro di modulazione centrato sulla frequenza f_1) è applicata ad un organo non lineare insieme con un'oscillazione e_2 di frequenza f_2 (rappresentata da una riga in corri-

(4) - Si ottiene segnale in uscita anche accordando il filtro sulla frequenza $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, ecc., come vedremo nel n. 4.

spondenza alla frequenza f_2); 2) l'organo non lineare compie una *mescolazione* delle due oscillazioni producendo nella sua corrente di uscita una componente di frequenza $|f_2 - f_1|$; 3) un filtro di banda, accordato sulla frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$, isola l'oscillazione convertita e_c , rappresentata, nel diagramma inferiore di figura, dal suo spettro di modulazione centrato sulla frequenza f_i .

Osserviamo che tale spettro è l'esatta replica dello spettro di modulazione dell'oscillazione originaria, in quanto che tutte le frequenze delle

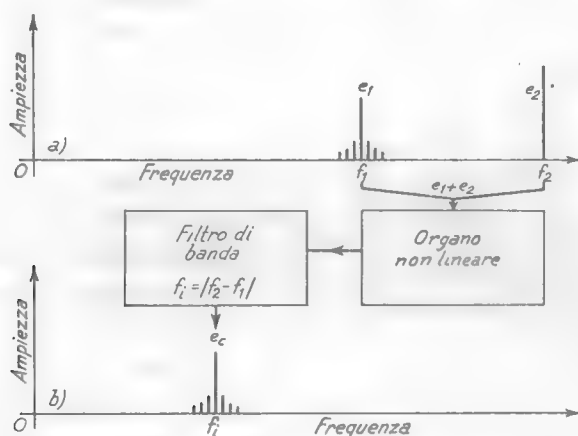


Fig. 4 — Schematizzazione del processo di conversione di frequenza.

componenti di questa vengono variate della stessa quantità: in relazione a ciò, e con riferimento allo schema della figura 4, la conversione di frequenza può considerarsi sostanzialmente come una *traslazione complessiva di tutto lo spettro dell'oscillazione modulata verso frequenze più basse*; per cui, mentre la frequenza centrale (portante) risulta variata, lo spettro di modulazione non subisce alcuna alterazione.

2. — Mezzi usati per ottenere la conversione di frequenza: circuiti a tubi.

I circuiti coi quali possono effettuarsi le operazioni delineate nel numero precedente sono assai vari: ne risultano così diversi tipi di *convertitori di frequenza* adatti alle varie esigenze.

Un convertitore direttamente basato sullo schema di principio della figura 3 è quello indicato nella figura 5. Il pentodo, grazie alla scelta delle sue tensioni di riposo, opera in condizioni non lineari: alla sua

griglia giunge l'oscillazione modulata e_1 , la cui frequenza f_1 deve essere convertita ad un valore predeterminato f_i ; alla stessa griglia è applicata l'oscillazione e_2 prodotta dall'oscillatore a triodo ⁽⁵⁾ (*oscillatore locale*), portato ad operare su una frequenza f_2 tale che risulti $|f_2 - f_1| = f_i$. Nella corrente anodica del pentodo si ha, allora, una componente di frequenza

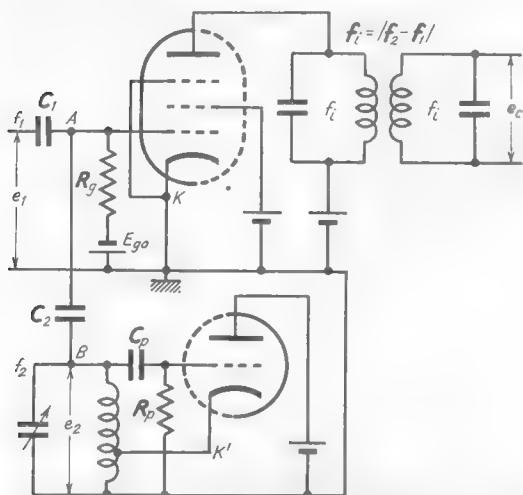


Fig. 5 — Convertitore basato sullo schema di fig. 3: pentodo e triodo sono contenuti in un unico bulbo.

f_i , che il filtro di banda, accordato su tale frequenza, traduce in un'oscillazione e_c , avente la voluta frequenza f_i , modulata come e_1 .

L'applicazione delle due oscillazioni e_1 ed e_2 ad una medesima griglia costituisce un lato debole del circuito considerato: nonostante, infatti, che i condensatori C_1 e C_2 abbiano normalmente capacità di pochi picofarad, attraverso ad essi si stabilisce un collegamento fra l'oscillatore e gli organi da cui proviene l'oscillazione e_1 . Ciò provoca qualche incon-

veniente di ordine pratico, di cui ci si potrà rendere conto nello studio dei ricevitori, conoscendo la natura dei suddetti organi.

Nell'intento di eliminare, o almeno ridurre, i suddetti inconvenienti, lo schema viene qualche volta modificato applicando l'oscillazione a frequenza f_2 non alla griglia di controllo (a cui è sempre applicata e_1), ma al catodo; ciò può ottenersi agevolmente eliminando il collegamento AB ed unendo il catodo K' del triodo al catodo K del pentodo, naturalmente distaccato da massa. Il campo elettrico fra griglia e catodo, da cui dipende la corrente anodica, anche in tali condizioni è dovuto alla sovrapposizione delle oscillazioni a frequenza f_1 ed f_2 , per cui se il funzionamento è non lineare si ha la voluta componente della corrente anodica

(5) - L'oscillatore è del tipo di Hartley, ma al suo posto potrebbe essere usato un altro qualsiasi dei tipi studiati nel Cap. VI.

a frequenza $|f_2 - f_1|$ esattamente come nel caso precedente (⁶).

L'espedito esposto non elimina completamente il collegamento fra l'oscillatore e gli organi da cui proviene l'oscillazione e_1 , perchè il catodo e la griglia sono inevitabilmente collegati dalla capacità fra loro esistente. Situazione migliore si ha applicando l'oscillazione a frequenza f_2 al soppressore del pentodo invece che al catodo: naturalmente il soppressore sarà sconnesso dal catodo e polarizzato opportunamente tramite una resistenza, come una normale griglia di controllo. Con un'opportuna scelta delle condizioni di riposo anche in tali condizioni si ottiene nel pentodo un effetto di *mescolazione* analogo a quello che si aveva nei casi precedenti (⁷), cosicchè nella corrente anodica si ha la presenza della voluta componente a frequenza $f_1 = |f_2 - f_1|$.

Il metodo di ottenere la *mescolazione*, e la conseguente *conversione di frequenza*, applicando le due oscillazioni e_1 ed e_2 a due griglie separate di un medesimo tubo, ha trovato un perfezionamento di notevole valore pratico con la costruzione di speciali

tubi, detti *mescolatori*, in cui è introdotta una vera e propria griglia per l'applicazione di e_2 , distinta dalla griglia di comando a cui è applicata e_1 .

I mescolatori sono, dunque, tubi elettronici che hanno due separate griglie di controllo; ma la necessità di evitare mutue azioni (di natura capacitiva) fra le due griglie e fra di esse e la placca, oltre che la soppressione degli elettroni secondari, porta a cinque le griglie del tubo (fig. 6) che, per questo, è denominato *pentagriglia* (⁸). Applicando alla griglia G_1



Fig. 6 — Disposizione degli elettrodi del tubo pentagriglia.

(⁶) - Detta $e_k = E_k \sin \omega_2 t$ l'oscillazione a frequenza f_2 applicata al catodo del pentodo, la tensione di griglia (differenza di potenziale fra griglia e catodo) risulta $e_{gk} - e_c - e_k = E_1 \sin \omega_1 t + E_k \sin (\omega_2 t - \pi)$. Per la somma delle due oscillazioni valgono esattamente le stesse proprietà che per la somma $e_1 + e_2 = E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t$: in particolare può ripetersi la costruzione della figura 21 del Cap. VII.

(⁷) - Ciò sarà dimostrato nel n. 5.

(⁸) - Partendo dal catodo, la prima e la terza griglia sono le griglie di controllo; la seconda griglia, tenuta a potenziale fisso, scherma fra loro elettrostaticamente le due griglie di controllo. La quarta griglia (come lo schermo di un pentodo) scherma la seconda griglia di controllo dalla placca; essa è normalmente tenuta allo stesso potenziale fisso della griglia 2. La quinta griglia, infine, è il normale soppressore, che viene connesso al catodo.

l'oscillazione modulata e_1 a frequenza f_1 , ed alla griglia G_3 un'oscillazione a frequenza f_2 prodotta da un oscillatore locale (fig. 7), nella corrente anodica del tubo nasce, come nei casi precedenti, una componente a frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$ insieme ad altre componenti a frequenza diversa. La componente utile viene selezionata dal filtro di banda, accordato nella frequenza f_i , posto nel circuito anodico e dà luogo in uscita alla voluta

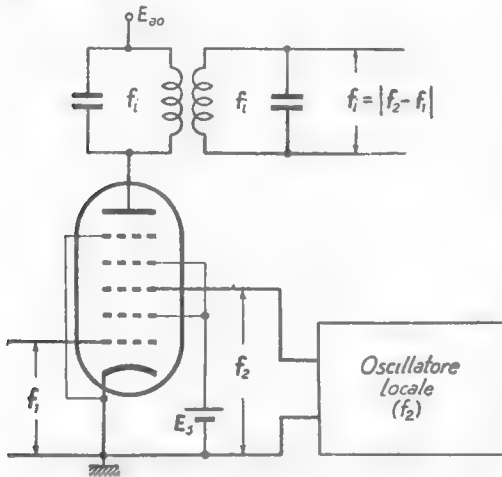


Fig. 7 — Schema di principio del convertitore di frequenza attuato col tubo pentagriglia.

oscillazione a frequenza f_i , modulata come l'oscillazione e_1 . Il tubo pentagriglia, oltre che compiere la conversione di frequenza nel modo detto, ha anche l'interessante proprietà di fornire all'uscita un'oscillazione più grande di quella d'entrata; l'oscillazione convertita può risultare amplificata anche $50 \div 80$ volte rispetto all'oscillazione originaria e_1 .

Nei ricevitori il tubo pentagriglia è spesso adoperato in modo da disimpegna-

re contemporaneamente le funzioni di *mescolatore* e di *oscillatore locale* ed in tale funzione è comunemente denominato *pentagriglia convertitore*. Nella figura 8 è mostrato lo schema di principio secondo cui avviene l'utilizzazione del pentagriglia convertitore. Il complesso del catodo K , della prima griglia di controllo G_1 e dello schermo G_2 , costituisce un triodo, di cui G_1 è la griglia e G_2 l'anodo: esso viene usato per attuare un'oscillatore di Hartley (Cap. VI, n. 3, fig. 10), il quale produce l'oscillazione a frequenza f_2 (*oscillazione locale*). Il rimanente del tubo è alimentato dal flusso elettronico che esce dalle maglie della griglia G_3 . La griglia G_3 è la seconda griglia di comando, a cui è applicata, questa volta, l'oscillazione modulata a frequenza f_1 da convertire; le griglie G_1 e G_2 hanno le normali funzioni di schermo e soppressore come in un pentodo. In definitiva il flusso elettronico, che provenendo dal catodo giunge all'anodo, è controllato successivamente dalla griglia G_3 — che facendo parte dell'oscillatore locale ha una tensione variabile con

frequenza f_2 — e da G_3 a cui è applicata l'oscillazione a frequenza f_1 da convertire; come nei casi precedenti, anche qui la corrente anodica contiene una componente a frequenza $f_1 = |f_2 - f_1|$, oltre a varie altre componenti a frequenza diversa. Anche qui il circuito anodico, del tipo a filtro di banda, provvede a selezionare le componenti utili ed a fornire all'uscita un'oscillazione a frequenza f_1 modulata come quella a frequenza f_2 : la tensione di uscita, come nel caso del pentagriglia mescolatore, ha ampiezza maggiore di quella d'ingresso.

Strutturalmente diverso, ma funzionalmente analogo quale convertitore di frequenza, è il cosiddetto *triodo-esodo*, di cui la disposizione degli elettrodi ed il simbolo sono mostrati nella figura 9. In questo tubo il catodo K

ha sezione ellittica; da una parte di esso la griglia G_1 e la placca P_1 costituiscono il triodo oscillatore. Dall'altro lato del catodo vi è la continuazione della griglia G_1 , seguita da una griglia schermo G_2 , la quale circonda completamente la griglia G_1 , a cui è applicata la tensione a frequenza f_1 da convertire. Segue poi la placca P_2 , che insieme con le precedenti griglie costituisce il mescolatore; S_1, S_2, S sono schermi metallici tenuti al potenziale del catodo. La ragione di

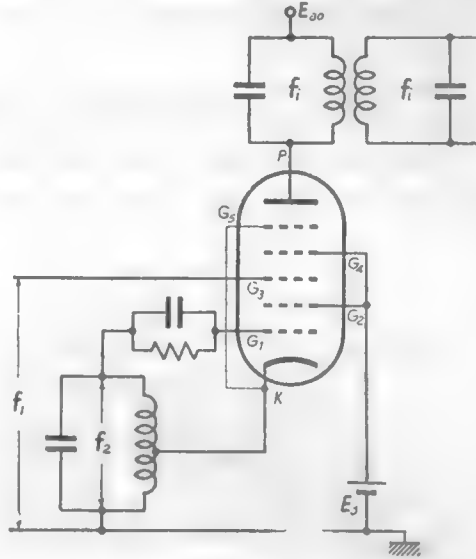


Fig. 8 — Schema di utilizzazione del pentagriglia convertitore.

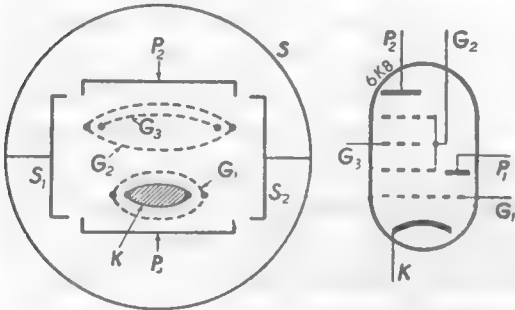


Fig. 9 — Disposizione schematica degli elettrodi e simbolo del triodo-esodo.

questa particolare struttura è quella di evitare reciproche influenze (oltre quelle volute, che producono la conversione) fra la parte oscillatrice e

la parte mescolatrice del tubo, che producono qualche inconveniente nel funzionamento dei pentagriglia d'anzì descritti; tali influenze non sono mai completamente eliminabili nei tubi convertitori e si fanno particolarmente sentire per frequenze di qualche decina di MHz.

3. — Circuiti per la conversione di frequenza a transistori.

I transistori si prestano altrettanto bene dei tubi per compiere l'operazione di conversione di frequenza: naturalmente, mancando il corrispettivo dei tubi multigriglia, occorre rivolgersi a circuiti del tipo della figura 5.

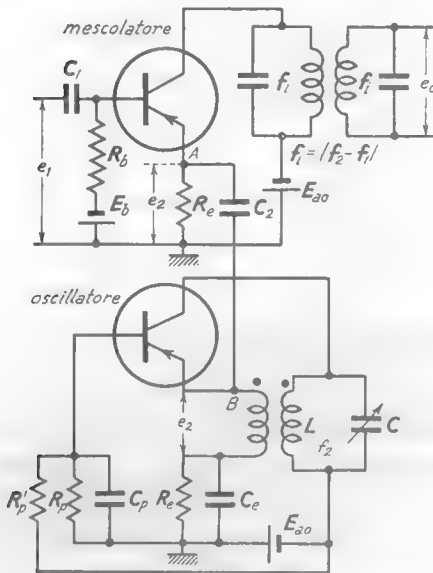


Fig. 10 — Schema di convertitore di frequenza a transistori analogo a quello della figura 5.

In analogia con quanto è fatto nel suddetto circuito, l'oscillazione e_1 a frequenza f_1 da convertire e l'oscillazione e_2 , a frequenza f_2 , prodotta dall'oscillatore locale possono essere applicate alla base di un transistor operante in condizioni non lineari ed avente nel circuito di collettore un filtro di banda accordato sulla frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$. Si preferisce, peraltro, applicare l'oscillazione di frequenza f_2 all'emettitore, invece che alla base, al fine di mantenere separato l'effettivo circuito d'ingresso da quello dell'oscillatore locale.

Un circuito che segue questo criterio è indicato nella figura 10: nella parte inferiore dello schema è indicato l'oscillatore locale, del tipo Meissner, attuato con uno schema particolare che abbiamo già esaminato nel Cap. VI (n. 2, fig. 5). L'oscillazione a frequenza f_2 da esso prodotta è prelevata dall'emettitore (punto B) ed applicata attraverso la capacità C_2 all'emettitore (punto A) del transistor che disimpegna la funzione di mescolatore⁽⁹⁾; alla base di questo (con-

(⁹) - L'emettitore del mescolatore è separato da massa dalla resistenza R_e che provvede anche alla solita funzione stabilizzatrice.

venientemente polarizzata al fine di portare il transistoro ad operare non linearmente) è applicata l'oscillazione e_i da convertire. Nel circuito di collettore è presente il circuito risonante del filtro di banda accordato sulla frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$, che fornisce all'uscita la voluta oscillazione convertita.

Il circuito considerato può subire diverse varianti (diverso tipo dell'oscillatore, diverso metodo di collegamento) che trovano applicazione soprattutto nei ricevitori professionali. Nei piccoli ricevitori economici la conversione di frequenza è però preferibilmente ottenuta con l'uso di un solo transistoro che disimpegna contemporaneamente le funzioni di oscillatore e di mescolatore: il circuito trae lo spunto da una notevole proprietà degli oscillatori che ora illustreremo.

Ricordiamo che in un oscillatore operante a frequenza f_2 il funzionamento a regime è di classe C (Cap. IV, n. 2) e pertanto la corrente di collettore è costituita da impulsi di ampiezza

costante che si succedono con frequenza f_2 : in tali condizioni, se alla base del transistoro si applica un'oscillazione di frequenza f_1 diversa da quella propria dell'oscillatore, gli impulsi di corrente subiscono una sorta di ondulazione, analoga a quella schematizzata nella figura 2 b) del n. 1, avente frequenza uguale a $|f_2 - f_1|$. Come nel caso a cui si riferisce la figura 2 b), il valor medio degli impulsi può pensarsi come la sovrapposizione di una corrente continua I_0 e di una corrente alternata di frequenza $|f_2 - f_1|$; se nel circuito di collettore si inserisce un circuito risonante (o un filtro di banda) accordato sulla frequenza $|f_2 - f_1|$, esso risulterà alimentato dalla suddetta corrente alternata e darà luogo in uscita ad un'oscillazione e_c di frequenza $|f_2 - f_1|$.

Su questo principio è basato un diffuso tipo di convertitore di frequenza (*convertitore oscillante*) di cui nella figura 11 è indicato uno

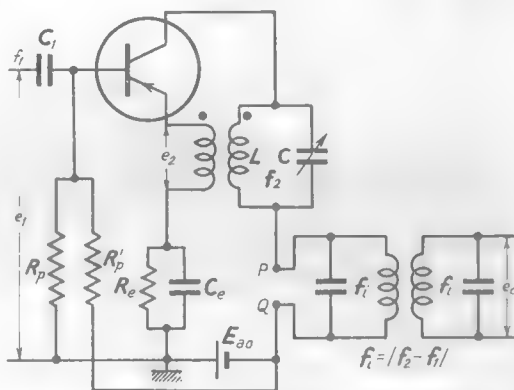


Fig. 11 — Schema di principio di un convertitore oscillante.

schema di principio: l'oscillatore è quello medesimo della figura 10, con la variante dell'applicazione alla base ⁽¹⁰⁾ dell'oscillazione e_1 e dell'introduzione del filtro di banda nel circuito di collettore. La presenza di tale filtro non altera il funzionamento dell'oscillatore, che continua ad avvenire alla frequenza f_2 : il circuito risonante accordato sulla frequenza f_1 presenta infatti, alla frequenza f_2 dell'oscillatore (assai maggiore di f_1)

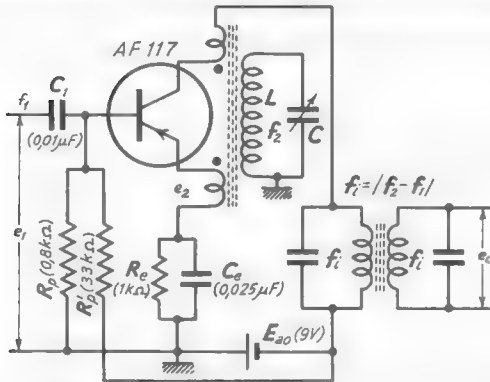


Fig. 12 — Schema pratico di *convertitore oscillante* molto usato nei radiorecettori.

una reattanza capacitiva molto piccola; tutto avviene come se fra i punti P e Q (fig. 11) vi fosse un pratico cortocircuito per gli impulsi a frequenza f_2 . Nella figura 12 è indicato uno schema pratico di *convertitore oscillante* che presenta una variante rispetto al circuito precedente, nella costituzione dell'oscillatore. Questo si può ancora ricondurre al tipo Meissner della figura VI-5, ma il circuito LC, invece che essere inserito direttamente nel circuito di collettore, è alimentato dagli impulsi della corrente di collettore per mutua induzione. Lo schema indicato ha il pregio di consentire il collegamento a massa di una delle armature del condensatore variabile C e gode molto favore da parte dei costruttori dei radiorecettori; generalmente le tre bobine mutualmente accoppiate sono avvolte su un nucleo ferromagnetico (Cap. II, n. 1), come usualmente accade anche per gli induttori del filtro di banda.

Diciamo per inciso che circuiti come quelli delle figure 11 e 12 possono essere realizzati (con varianti evidenti) anche con triodi in sostituzione ai transistori: si ottengono allora dei *convertitori oscillanti* a tubi che trovano varie applicazioni specialmente nei ricevitori televisivi.

Vedremo nello studio dei radiorecettori l'applicazione dei convertitori di frequenza: qui di seguito ne esamineremo, invece, i presupposti teorici che giustificheranno le proprietà ormai note.

⁽¹⁰⁾ - Naturalmente nel circuito di polarizzazione della base è eliminata la capacità C_p , destinata a mantenere costante il potenziale di base.

4. — Conversione di frequenza ottenuta con organi non lineari.

Il processo di conversione di frequenza basato sull'applicazione simultanea di due oscillazioni e_1 ed e_2 ad un organo non lineare (n. 1, fig. 4), trova spiegazione in uno sviluppo matematico ⁽¹¹⁾ che ha un grande interesse per tutta l'elettronica.

L'organo non lineare può essere un conduttore non ohmico (ad esempio, un diodo a vuoto od a cristallo) o un regolatore elettronico di corrente (come il triodo o il transistor). Nel caso del diodo la relazione non lineare lega la corrente anodica I_a alla tensione anodica V_a (fig. 13 a); nel caso del triodo lega la corrente anodica I_a alla tensione di griglia V_g (fig. 13 b). Facciamo la ipotesi che all'organo non lineare sia applicata una tensione continua V_o , così che la corrente abbia il valore $I_o = F(V_o)$ ed il funzionamento sia caratterizzato dal punto P (punto di riposo) sulle curve

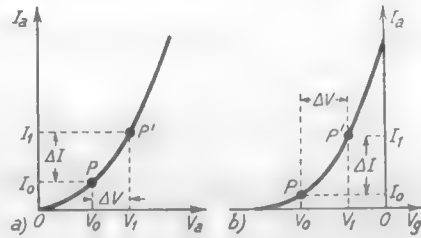


Fig. 13 — Caratteristiche di organi non lineari (diodo e triodo).

della figura 13. Supponiamo poi di far variare la tensione applicata dal valore V_o ad un valore $V_1 = V_o + \Delta V$; il punto di funzionamento passa da P a P' e la corrente assume un nuovo valore $I_1 = I_o + \Delta I$. Se il comportamento fosse lineare, la variazione ΔI della corrente sarebbe semplicemente proporzionale alla variazione ΔV della tensione e varrebbe la semplice relazione di proporzionalità $\Delta I = a \Delta V$. La *non linearità* comporta una relazione ben più complessa fra ΔI e ΔV , che matematicamente può essere espressa con la serie di potenze:

$$(1) \quad \Delta I = a \Delta V + b \Delta V^2 + c \Delta V^3 + d \Delta V^4 + \dots,$$

dove a, b, c, d, \dots sono coefficienti dipendenti dal punto di funzionamento P prescelto ⁽¹²⁾; è generalmente sufficiente un numero assai limi-

⁽¹¹⁾ - Già da noi usato per lo studio della distorsione non lineare in un amplificatore (Vol. I, Cap. XII, n. 3).

⁽¹²⁾ - Per lo sviluppo in serie di Taylor il valore di $I_1 = F(V_o + \Delta V)$ può scriversi:

$$I_1 = F(V_o + \Delta V) = F(V_o) + \Delta V F'(V_o) + \Delta V^2 \frac{F''(V_o)}{2!} + \Delta V^3 \frac{F'''(V_o)}{3!} + \dots$$

Indicando le successive derivate di $F(V)$, calcolate per $V = V_o$ e divise per il fattoriale

tato di termini della serie per caratterizzare con buona approssimazione l'effettiva relazione intercorrente fra ΔI e ΔV , tanto che, anche limitandosi a considerare i soli primi due o tre termini, si ha già modo di scoprire importanti proprietà dell'organo non lineare.

Supponiamo, ad esempio, che la variazione subita dalla tensione applicata dal suo valore V_0 di riposo derivi dall'applicazione di un segnale alternativo sinusoidale, così che sia $\Delta V = e = E \operatorname{sen} \omega t$. La variazione ΔI della corrente diviene per la formula (1):

$$(2) \quad \Delta I = a e + b e^2 + c e^3 + d e^4 + \dots$$

Poichè vale la relazione trigonometrica:

$$(3) \quad e^2 = E^2 \operatorname{sen}^2 \omega t = E^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} = \frac{E^2}{2} \left[1 + \operatorname{sen} \left(2\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right],$$

la (2) può scriversi:

$$(4) \quad \Delta I = \frac{b E^2}{2} + a E \operatorname{sen} \omega t + \frac{b E^2}{2} \operatorname{sen} \left(2\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots$$

Questo sviluppo mette in luce una delle caratteristiche fondamentali dei circuiti non lineari, che è quella di dare origine a frequenze che non sono contenute nella tensione applicata. Già i pochi termini considerati nello sviluppo (4) mostrano che, mentre la tensione applicata è sinusoidale con pulsazione ω , la variazione della corrente non è più tale e risulta costituita, oltre che dalla componente sinusoidale di frequenza $f = \omega/2\pi$, anche da una componente continua (frequenza zero) e da una componente sinusoidale a frequenza doppia di f ; componenti a frequenza tripla, quadrupla, ecc., comparirebbero nella formula (4) se nello sviluppo (2) si proseguisse il calcolo ai termini di terzo grado e superiori.

L'esistenza nella corrente $I_0 + \Delta I$ di componenti di frequenza doppia,

dell'ordine di derivazione, con le successive lettere dell'alfabeto:

$$a = F'(V_0)/1! \quad , \quad b = F''(V_0)/2! \quad , \quad c = F'''(V_0)/3! \quad ,$$

lo sviluppo precedente diviene:

$$I_1 = I_0 + a \Delta V + b \Delta V^2 + c \Delta V^3 + \dots$$

Portando I_0 nel primo membro e notando che $I_1 - I_0$ indica l'incremento ΔI subito dalla corrente, la precedente diviene la (1) del testo.

tripla, ... di quella del segnale applicato (*armoniche*) indica la possibilità di ottenere la *moltiplicazione di frequenza* ⁽¹³⁾: è sufficiente disporre in serie all'organo non lineare un circuito filtrante, ad esempio un circuito risonante accordato sull'*armonica* desiderata, per ottenere in uscita una oscillazione sinusoidale di pari frequenza ⁽¹⁴⁾. Manifestamente la moltiplicazione di frequenza ottenuta con un amplificatore in classe C (Cap. V, n. 11) non è che un caso particolare del processo considerato: organo non lineare è, in quel caso, il tubo o il transistor operante in classe C.

Supponiamo ora che all'organo non lineare siano applicate contemporaneamente due tensioni $e_1 = E_1 \sin \omega_1 t$, $e_2 = E_2 \sin \omega_2 t$, le quali facciano variare V dal valore di riposo V_0 della quantità $\Delta V = e_1 + e_2$; ad ogni istante vale allora lo sviluppo (1) con $\Delta V = e_1 + e_2$, per cui si ha:

$$(5) \quad \Delta I = a(e_1 + e_2) + b(e_1 + e_2)^2 + c(e_1 + e_2)^3 + \dots = \\ = a e_1 + a e_2 + b e_1^2 + b e_2^2 + 2 b e_1 e_2 + \dots$$

Ponendo in questa espressione $e_1 = E_1 \sin \omega_1 t$, $e_2 = E_2 \sin \omega_2 t$ e ricordando la formula trigonometrica:

$$(6) \quad 2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t = \cos(\omega_2 - \omega_1) t - \cos(\omega_2 + \omega_1) t = \\ = \sin \left[(\omega_2 - \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] + \sin \left[(\omega_2 + \omega_1) t - \frac{\pi}{2} \right].$$

si ottiene:

$$(7) \quad \Delta I = \frac{b}{2} E_1^2 + a E_1 \sin \omega_1 t + \frac{b}{2} E_1^3 \sin \left(2\omega_1 t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots + \\ + \frac{b}{2} E_2^2 + a E_2 \sin \omega_2 t + \frac{b}{2} E_2^3 \sin \left(2\omega_2 t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots + \\ + b E_1 E_2 \sin \left[(\omega_2 - \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] + \dots + \\ + b E_1 E_2 \sin \left[(\omega_2 + \omega_1) t - \frac{\pi}{2} \right] + \dots$$

⁽¹³⁾ - S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VIII, n. 6 (Ed. C. Cursi, Pisa).

⁽¹⁴⁾ - È utile mettere in evidenza che per ottenere l'operazione di moltiplicazione di frequenza è essenziale disporre di un organo non lineare (che dà origine alla componente della corrente con la frequenza desiderata) e di un circuito selettivo (organo lineare) che isoli, per così dire, il risultato desiderato da quello relativo alle innumerevoli altre componenti prodotte dall'organo non lineare. È la stessa situazione che abbiamo incontrato nella conversione di frequenza in relazione allo schema della figura 4.

Da questo sviluppo appare che la variazione di corrente, oltre che essere la somma dei termini che competono alle due tensioni e_1 ed e_2 , considerate agenti separatamente (form. 4), ha delle componenti che dipendono dalla coesistenza delle due tensioni ⁽¹⁵⁾; esse hanno pulsazioni $|\omega_2 - \omega_1|$ ed $\omega_2 + \omega_1$, oltre a molte altre che si ricaverebbero considerando i termini di grado superiore al secondo nello sviluppo (5).

Agli effetti della conversione di frequenza interessa considerare il solo termine di pulsazione $|\omega_2 - \omega_1|$, che proviene dal termine $2b e_1 e_2$ dello sviluppo (5) ed ha l'espressione:

$$(8) \quad b E_1 E_2 \text{ sen } \left[(\omega_2 - \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right];$$

esso rappresenta una corrente alternata di frequenza $|f_2 - f_1|$ che, grazie al circuito selettivo accordato sulla medesima frequenza, può dar luogo alla voluta oscillazione a frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$. Il fatto che l'ampiezza della suddetta corrente, $b E_1 E_2$, sia proporzionale alle ampiezze delle due oscillazioni applicate all'organo non lineare consente di comprendere molto bene come la conversione di frequenza possa verificarsi correttamente quando una delle due oscillazioni è modulata in ampiezza. Supponiamo infatti che e_2 sia un'oscillazione non modulata (proveniente da un *oscillatore locale*), mentre e_1 sia modulata in ampiezza da un segnale $e_m(t)$. Essa abbia pertanto l'espressione (Cap. VII, n. 1, form. 3):

$$(9) \quad e_1 = (E_{1,0} + a e_m) \text{ sen } \omega_1 t;$$

il termine (8) diviene:

$$(10) \quad b E_2 (E_{1,0} + a e_m) \text{ sen } \left[(\omega_2 - \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right],$$

e mostra che la componente di frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$ è modulata nello stesso modo di e_1 . Più rigorosamente la proprietà può verificarsi pensando che l'oscillazione modulata e_1 equivale all'insieme dell'oscillazione portante e delle oscillazioni laterali (Cap. I, n. 7) e che nel processo sopradescritto la frequenza di ciascuna componente è variata della medesima

⁽¹⁵⁾ - E, questo, uno degli aspetti più caratteristici degli organi non lineari, per i quali non vale il *principio di sovrapposizione* (Vol. I, Cap. II, n. 1).

quantità; così lo spettro di modulazione di e_1 viene convertito in uno spettro del tutto corrispondente ma centrato sulla frequenza f_1 invece che sulla frequenza f_2 , come è indicato schematicamente nella figura 4. È facile verificare che se è $f_2 > f_1$ (come si è supposto nella figura 4) le oscillazioni della banda laterale superiore vengono convertite in quelle della banda laterale inferiore dell'oscillazione a frequenza f_1 e viceversa; se invece è $f_2 < f_1$, le bande laterali dell'oscillazione modulata originaria e di quella convertita si corrispondono ordinatamente. Naturalmente le stesse proprietà valgono nel caso in cui l'oscillazione originaria è modulata in frequenza.

Per concludere l'esame della conversione di frequenza ottenuta con organi non lineari è sufficiente aggiungere che le componenti della corrente anodica corrispondenti ai vari termini dello sviluppo (7), all'infuori di quella a frequenza $|f_2 - f_1|$, non producono alcun effetto sul processo per l'inevitabile presenza del filtro di banda accordato sulla frequenza f_1 .

5. — Conversione di frequenza ottenuta con regolatori di corrente a parametri variabili. Conduttanza di conversione.

I metodi di conversione di frequenza basati sull'uso di tubi multi-griglia (compreso il pentodo in cui il soppressore sia usato quale seconda griglia di controllo) non sono immediatamente riconducibili al processo generale studiato nel numero precedente; essi possono essere ricondotti ad un processo, pure molto generale, che ci proponiamo di esaminare.

Per fissare le idee, consideriamo un amplificatore a pentodo con circuito anodico risonante, accordabile sulla frequenza che apparirà più conveniente. Supponiamo che la tensione della griglia controllo, V_{g1} , subisca una variazione ΔV_{g1} dal suo valore di riposo; la corrente anodica subirà, dal suo valore di riposo, I_{a0} , una variazione ΔI_a legata a ΔV_{g1} . La relazione sarà, in generale, non semplice, ma nella relativa espressione analitica sarà individuabile anche un termine lineare:

$$(1) \quad \Delta I_a = \dots + G_o \Delta V_{g1} + \dots,$$

il cui coefficiente di proporzionalità G_o avrà le dimensioni di una conduttanza (A/V) ed avrà un valore strettamente legato alle condizioni di riposo prescelte. Se queste sono variate, per esempio, agendo sulla tensione

di soppressore V_{gs} ⁽¹⁶⁾, il coefficiente di proporzionalità varia dal valore G_0 , assumendo un valore $G = G_0 + \Delta G$. La (1) in tali condizioni vale ancora, ma dovrà scriversi:

$$(2) \quad \Delta I_a = \dots + (G_0 + \Delta G) \Delta V_{gt} + \dots = \dots + G_0 \Delta V_{gt} + \Delta G \Delta V_{gt} + \dots$$

La dipendenza fra ΔG e la causa che le ha dato origine — ad esempio la variazione ΔV_{gs} della tensione di soppressore — non sarà esprimibile generalmente con una relazione matematica semplice; sarà, però, anche qui individuabile un termine proporzionale:

$$(3) \quad \Delta G = \dots + h \Delta V_{gs} + \dots$$

il cui coefficiente di proporzionalità h (A/V^2) dipenderà dal tipo di tubo e dalle condizioni di funzionamento. Sostituendo l'espressione (3) nella (2) si otterrà una formula molto complicata, in cui però saranno chiaramente individuabili i termini sottosegnati:

$$(4) \quad \Delta I_a = \dots + G_0 \Delta V_{gt} + h \Delta V_{gs} \Delta V_{gt} + \dots$$

Ciò posto, se alla griglia controllo ed alla griglia soppressore, insieme alle rispettive tensioni di polarizzazione, sono applicate due oscillazioni $e_1 = E_1 \text{sen } \omega_1 t$, $e_2 = E_2 \text{sen } \omega_2 t$, la corrente anodica subirà una variazione espressa dalla (4) con $\Delta V_{gt} = e_1$, $\Delta V_{gs} = e_2$:

$$(5) \quad \Delta I_a = \dots + G_0 e_1 + h e_1 e_2 + \dots$$

Come si vede, questa relazione contiene il termine:

$$(6) \quad h e_1 e_2 = h E_1 E_2 \text{sen } \omega_1 t \text{sen } \omega_2 t$$

che — nella forma $2 h e_1 e_2$ — già compariva nella relazione (5) del paragrafo precedente, esprimente la variazione di corrente in un organo non lineare. Come si è visto in detto paragrafo (form. 6), il prodotto $h e_1 e_2$ si può scrivere:

$$(7) \quad h e_1 e_2 = \frac{h E_2 E_1}{2} \text{sen} \left[(\omega_2 - \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] + \frac{h E_2 E_1}{2} \text{sen} \left[(\omega_2 + \omega_1) t - \frac{\pi}{2} \right]$$

⁽¹⁶⁾ - Ma lo stesso avverrebbe agendo sulla tensione di schermo, V_{g2} , o di placca, V_a , nel pentodo o sulla seconda griglia di controllo in un tubo pentagriglia.

Ne deduciamo l'esistenza nella variazione della corrente anodica (e quindi nella totale corrente $I_{ao} + \Delta I_a$) di una componente di frequenza $f_i = |f_2 - f_1|$ che, avendo ampiezza proporzionale ad E_1 , risulta modulata con la stessa legge di e_1 ; è tale componente:

$$(8) \quad \frac{hE_2}{2} E_1 \text{sen} \left[(\omega_2 - \omega_1)t + \frac{\pi}{2} \right],$$

che, mediante il circuito accordato sulla frequenza f_i , dà luogo alla voluta tensione d'uscita a frequenza f_i .

Si noti nella (8) che, essendo $E_1 \text{sen} [(\omega_2 - \omega_1)t + \pi/2]$ una tensione, il coefficiente $hE_2/2$ ha le dimensioni di una conduttanza; esso viene considerato dai tecnici come una conduttanza mutua che si denomina *conduttanza di conversione*, G_c , ed ha il seguente significato. Si considera il convertitore come un organo al cui ingresso è applicato un segnale di ampiezza E_1 (e frequenza f_1) e la cui corrente di uscita ha ampiezza $G_c E_1$ (e frequenza f_i). In questo modo, indipendentemente dal cambiamento di frequenza effettuato, è possibile compiere i calcoli sul convertitore di frequenza come se si trattasse di un amplificatore selettivo attuato con un pentodo di conduttanza mutua G_m uguale a G_c (Cap. III).

Le considerazioni precedenti sono state svolte nell'ipotesi che il convertitore fosse attuato con un pentodo alla cui griglia soppressore fosse applicata l'*oscillazione locale* e_2 ; ma esse valgono in maniera identica per i tubi pentagriglia (e analoghi) adoperati nella maniera più varia. In ogni caso la variazione della corrente anodica è legata alla variazione di tensione di una delle griglie di controllo da una relazione del tipo (1), dove il parametro G_c è variabile in dipendenza della tensione dell'altra griglia di controllo, così che fra le relative variazioni sussista una relazione del tipo (3).

CAPITOLO IX

RADIOTRASMETTITORI A MODULAZIONE D'AMPIEZZA

1. — Generalità.

Valendoci delle nozioni contenute nei precedenti capitoli possiamo ora iniziare lo studio del coordinamento dei vari organi coi quali, secondo lo schema generale già prospettato (Cap. I, n. 4) si costituiscono i radiotrasmettitori ed i radioricevitori; studieremo in questo capitolo i trasmettitori ⁽¹⁾ e nel successivo i ricevitori.

Il radiotrasmettitore è l'apparato col quale si produce la potenza a radiofrequenza che viene immessa nell'antenna trasmittente, opportunamente modulata dal segnale da trasmettere. Ci occuperemo qui dei trasmettitori a *modulazione di ampiezza*, includendo fra essi i trasmettitori radiotelegrafici nei quali la modulazione — detta in tal caso *manipolazione* — consiste semplicemente nella produzione, dietro comando di un tasto Morse o di macchine speciali, di treni di oscillazioni di ampiezza costante, di lunghezza e ritmo opportuni.

Gli elementi fondamentali di un radiotrasmettitore, da cui dipende la sua costituzione, sono *la sua potenza e la sua frequenza*; da questi elementi dipende, in particolare, la portata della trasmissione. Requisito fondamentale di un trasmettitore è *la stabilità di frequenza* coincidente

⁽¹⁾ - Per uno studio approfondito sui trasmettitori vedere: G. BRONZI - *Fondamenti di Radiotrasmissioni* (Ed. C.N.R., Roma, 1963).

con la stabilità di frequenza del suo *oscillatore pilota* ⁽²⁾; se essa è scarsa, le stazioni di frequenza poco diversa finiscono per sovrapporre i propri *canali* rendendo impossibile ogni collegamento.

La necessità di avere forte stabilità di frequenza impone l'uso di oscillatori piloti controllati a quarzo. Solo per usi molto particolari (trasmettitori di emergenza, stazioni trasmettenti mobili di piccola potenza) è tollerabile l'uso di piloti ottenuto con oscillatori *liberi* (non controllati a quarzo), che possiedono il grande pregio di avere una frequenza di lavoro facilmente regolabile (mediante la rotazione di un condensatore variabile ed eventualmente mediante il cambio di un induttore). Nel caso dei piloti a quarzo, la frequenza di lavoro è invece una sola, dipendente dalla piastrina di quarzo usata; per cambiare frequenza occorre perciò cambiare il risuonatore a quarzo. Peraltro, con un medesimo quarzo, operante a frequenza f_0 , è possibile ottenere frequenze di valore nf_0 (con n intero) facendo seguire l'oscillatore da uno o più *moltiplicatori di frequenza* (Cap. V, n. 11); in tal modo, con un numero limitato di risuonatori a quarzo è possibile ottenere un gran numero di frequenze. Esistono poi speciali circuiti elettronici, detti *sintetizzatori di frequenza* ⁽³⁾, che, partendo da un oscillatore a quarzo di determinata frequenza (per esempio, 1 MHz), consentono di ottenere oscillazioni con frequenza altrettanto stabile avente valore regolabile (ad esempio di 1000 Hz in 1000 Hz o anche di hertz in hertz) entro tutta la gamma di trasmissione necessaria.

Gli oscillatori a quarzo possono operare fino a frequenze massime dell'ordine del centinaio di megahertz (Cap. VI, n. 6). Ma per ottenere buona stabilità di frequenza è opportuno che l'oscillatore pilota abbia frequenza inferiore alla decina di megahertz; colla moltiplicazione di frequenza è poi possibile raggiungere la frequenza di trasmissione desiderata anche nel campo delle onde ultracorte e delle microonde.

Si è visto nel n. 5 del Cap. VI che affinché l'oscillatore pilota presenti la massima stabilità di frequenza è necessario che esso non eroghi po-

⁽²⁾ - Nel n. 5 del Cap. VI si è visto che quale misura della stabilità di frequenza di un oscillatore si assume la variazione percentuale della sua frequenza attorno al valore medio.

⁽³⁾ - Essi sono essenzialmente basati sulla possibilità di compiere sulle frequenze, *in maniera esatta*, le operazioni di moltiplicazione e divisione per numeri interi, somma e sottrazione. Nozioni in proposito sono contenute nel Cap. VIII del testo; S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure Radioelettroniche*, (Ed. C. Corsi, Pisa).

tenza; esso deve perciò essere sempre seguito da un amplificatore (*separatoratore*) operante in condizioni tali da non richiedere apprezzabile potenza di eccitazione. Questo sarà seguito da una catena di amplificatori ⁽⁴⁾, l'ultimo dei quali, detto *amplificatore finale di potenza*, erogherà la necessaria potenza, alla frequenza voluta, all'antenna trasmittente. Vedremo nei paragrafi seguenti la costituzione della catena di amplificatori e degli altri organi che formano un radiotrasmettitore.

2. — Trasmettitori radiotelegrafici.

Compito del trasmettitore radiotelegrafico è la trasmissione di *treni* di onde di ampiezza costante, di lunghezza e ritmo opportuni, comandati da un normale tasto Morse o da macchine telegrafiche speciali. Il principio su cui si basa la *manipolazione* è il seguente: uno degli stadi intermedi di amplificazione viene tenuto normalmente inattivo, rendendo la griglia così negativa che il tubo non possa amplificare (*manipolazione di griglia*) o lo schermo negativo (*manipolazione di schermo*), oppure annullando la tensione di placca o rendendola così piccola da impedire l'amplificazione (*manipolazione di placca*). L'abbassamento del tasto Morse, o direttamente o con l'intermediario di opportuni relè, provoca il ritorno dello stadio nelle normali condizioni di funzionamento: in queste condizioni i vari stadi *a monte* del manipolatore funzionano in continuazione, quelli invece che seguono il manipolatore funzionano soltanto quando il tasto è abbassato ⁽⁵⁾. I rapidi passaggi dallo stato di riposo a quello di funzionamento danno luogo a transitori la cui importanza è tanto maggiore quanto più rapida è la trasmissione: essi si traducono in deformazione dei segnali trasmessi, allargamento delle bande laterali ed altri

⁽⁴⁾ - Alcuni dei quali, eventualmente, operante come moltiplicatore di frequenza.

⁽⁵⁾ - Tali stadi sono normalmente in classe *C* e perciò, in assenza di segnale, in essi non circola corrente anodica e non vi è dissipazione di energia. Questo funzionamento intermittente non costituisce un vantaggio, come potrebbe pensarsi, perchè l'alimentatore anodico si viene a trovare in condizioni di erogazione molto diverse da istante ad istante con notevoli inconvenienti per la sua regolarità di funzionamento. Quando questo inconveniente è particolarmente sentito, il che avviene specialmente nei grandi trasmettitori, si preferisce spesso far funzionare l'alimentatore in continuazione, dissipando l'energia, che in condizioni di trasmissione è assorbita dagli stadi, in resistenze opportune o addirittura in tubi elettronici, triodi (ad esempio) con griglia positiva (*tubi dissipatori*).

inconvenienti sui quali non possiamo, peraltro, soffermarci ⁽⁶⁾.

La costituzione e lo schema di un trasmettitore radiotelegrafico dipendono dal campo di frequenza di lavoro, dalla potenza e dal genere di servizio che esso è chiamato a disimpegnare. Prenderemo in esame lo schema di un trasmettitore di grande potenza destinato a funzionare nel campo delle onde corte; gli schemi dei trasmettitori per onde medie e dei trasmettitori di potenza più piccola potranno dedursi da questo quali casi particolari.

Lo schema di principio ed il corrispondente schema elettrico del trasmettitore sono mostrati nella figura 1: trattasi di un trasmettitore da 30 kW ⁽⁷⁾ per frequenze da 2 MHz a 24 MHz (lunghezza d'onda comprese fra 150 m e 12,5 m) con pilota a quarzo. Per ottenere varie frequenze nel detto campo di lavoro, si hanno a disposizione diversi cristalli, di frequenza compresa fra 1 MHz e 6 MHz, commutabili con opportuno commutatore. La tensione oscillatoria prodotta dal pilota a quarzo è amplificata dallo stadio separatore, indi trasformata in oscillazione a frequenza doppia da uno stadio duplicatore di frequenza; in questo stesso stadio viene compiuta la manipolazione agendo sulla tensione anodica del tubo. La frequenza viene nuovamente raddoppiata in un successivo duplicatore; l'oscillazione, che a questo punto ha raggiunto la frequenza voluta e la necessaria ampiezza, è applicata ad un amplificatore di potenza (stadio prefinale) il quale provvede *all'eccitazione* dell'amplificatore finale di potenza. Questo produce la desiderata potenza a radiofrequenza (30 kW) che, a mezzo di una linea di trasmissione, viene inviata all'antenna trasmittente. Anche il collegamento fra lo stadio prefinale e lo stadio finale avviene tramite un breve tratto di linea di trasmissione; in tal modo il trasmettitore risulta diviso in due parti separate e ciò semplifica i problemi di schermatura degli stadi iniziali dagli intensi campi elettrici e magnetici in gioco nello stadio finale.

⁽⁶⁾ - Si veda, ad esempio: G. BRONZI - *Fondamenti di Radiotrasmissioni*, Cap. IX (Ed. C.N.R., Roma, 1963).

⁽⁷⁾ - Trasmettitori radiotelegrafici a manipolazione di ampiezza di così grande potenza si usano unicamente per le comunicazioni fra stazioni terrestri e navi in navigazione oceanica. Per comunicazioni fra stazioni terrestri si usa ora preferibilmente un altro tipo di manipolazione (a spostamento di frequenza) che studieremo nel Cap. XII, il quale consente l'uso di macchine telegrafiche velocissime. Nelle comunicazioni interessanti i servizi militari sono generalmente richieste potenze molto più ridotte.

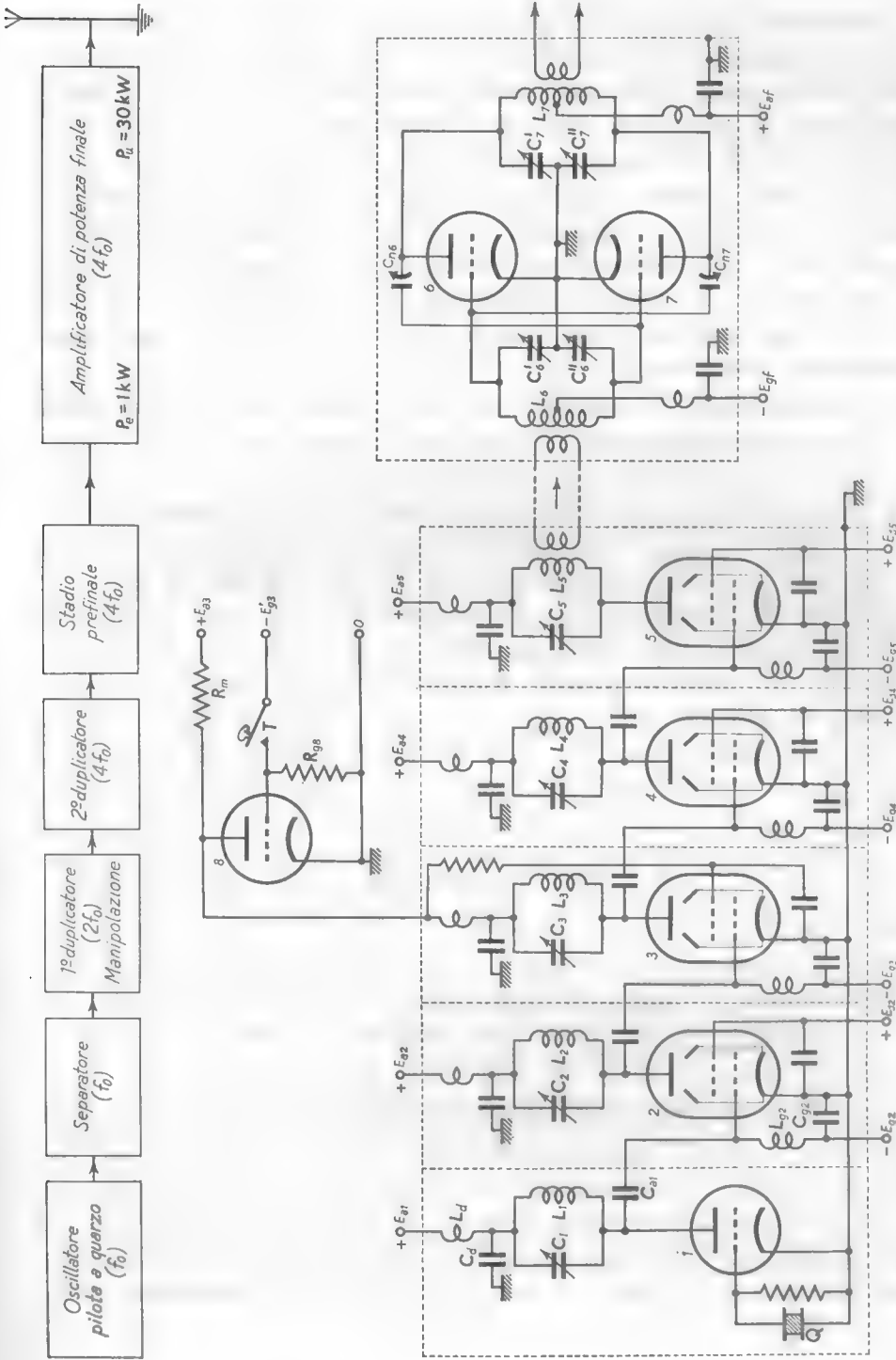


Fig. 1 — Schema di principio e schema elettrico di un trasmettitore radiotelegrafico per onde corte, di grande potenza.

Esaminiamo ora i singoli stadi. L'oscillatore pilota a quarzo è del tipo Miller, già studiato nel Cap. VI, n. 7 (fig. 18); esso, come tutti gli altri stadi, è accuratamente schermato mediante paratie in alluminio o rame, indicate nella figura dalle linee tratteggiate. La sua tensione anodica è fornita da un alimentatore che alimenta anche lo stadio separatore successivo; si noti, a questo proposito, la presenza dell'induttore L_d in serie al conduttore anodico e dell'attiguo condensatore C_d collegato a massa ad un suo capo. Il complesso di L_d e C_d costituisce il cosiddetto *gruppo* (o *filtro*) di *disaccoppiamento*, che è usato anche in tutti gli altri stadi per evitare che dannosi accoppiamenti possano sorgere attraverso le linee e gli alimentatori.

Per comprendere la funzione dei *filtri di disaccoppiamento* è opportuno fare una digressione dall'esame del trasmettitore e prendere in

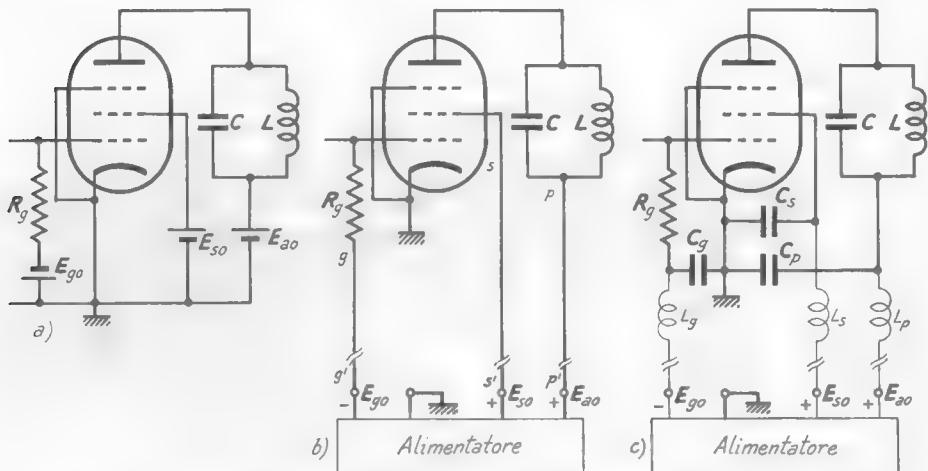


Fig. 2 — In un generico amplificatore (schema a) per evitare accoppiamenti derivanti dai collegamenti lunghi (schema b), ci si vale di *filtri di disaccoppiamento* (schema c) costituiti da *condensatori di fuga* (come C_p , C_s , C_g) ed *induttanze d'arresto* (come L_p , L_s , L_g).

considerazione lo schema di un generico amplificatore come quello della figura 2 a): in esso le sorgenti di alimentazione sono indicate come batterie, E_{ao} , E_{so} , E_{go} , ma, in pratica, nei radioapparati che stiamo esaminando, le tensioni di alimentazione sono ricavati da appositi alimentatori collegati all'amplificatore da opportuni conduttori, come è schematicamente indicato nella figura 2 b). Le componenti alternate della corrente

anodica, circolando nel conduttore pp' possono indurre in conduttori vicini forze elettromotrici alternate che possono essere causa di *reazioni* le quali, non essendo controllate, risultano generalmente dannose. A loro volta, i circuiti di griglia e di schermo, estesi nello spazio a causa dei conduttori di collegamento, possono divenire sede di f. e. m. indotte da circuiti di altri stadi ed anche dello stesso stadio.

Il rimedio a questi inconvenienti è indicato nella figura 2 c) e consiste nell'impedire alle componenti alternate della corrente anodica di circolare nel conduttore pp' , chiudendo localmente il circuito di tali componenti mediante il condensatore C_p , di reattanza bassissima, ed aumentando ad arte l'impedenza del collegamento *lungo* con l'introduzione di un induttore L_p (*induttanza di arresto* o *di blocco*) di forte reattanza; contemporaneamente si *raccorciano* con lo stesso metodo i circuiti di griglia e di schermo, valendosi di condensatori verso massa (*condensatori di fuga* o *by-pass*) e di *induttanza di arresto* in serie ai conduttori di collegamento.

Riprendendo, dopo questa digressione, l'esame del trasmettitore della figura 1, notiamo che l'oscillatore pilota è accoppiato mediante il condensatore C_{a1} allo stadio separatore, che è un'amplificatore di classe C, *senza corrente di griglia*, attuato con un tubo a fascio; la tensione di polarizzazione, E_{o2} , è fornita dall'alimentatore attraverso ad un'induttanza, L_{o2} , che per frequenze alte sostituisce vantaggiosamente l'usuale resistenza; il condensatore C_{o2} ha il compito di impedire che l'alta frequenza possa giungere all'alimentatore. Lo schermo del tubo a fascio è direttamente alimentato dall'alimentatore; il condensatore fra schermo e massa è l'usuale *condensatore di fuga* (Vol. I, Cap. X, n. 13, fig. 40).

Al separatore è accoppiato, mediante condensatore, il primo stadio duplicatore, attuato con un tubo a fascio operante in classe C, col circuito anodico (L_s, C_s) accordato su frequenza doppia di quella del pilota, f_o . In questo stadio è compiuta anche la manipolazione, coll'ausilio del triodo 8, detto *tubo manipolatore*: per compiere la manipolazione, che è detta *manipolazione elettronica* ⁽⁸⁾, si opera nel modo seguente. La tensione anodica e la tensione di schermo del tubo 3 sono ottenute da

(8) - Il sistema di manipolazione elettronica riduce al minimo gli inconvenienti, più sopra accennati, relativi alla manipolazione; consente inoltre elevatissime velocità di trasmissione dei segnali.

una comune sorgente di alimentazione E_{as} , la prima tramite il solito gruppo di disaccoppiamento, la seconda tramite una resistenza di caduta (Vol. I, Cap. X, n. 13, fig. 40); il collegamento ad E_{as} non è, però, diretto ma avviene attraverso ad una resistenza R_m . Tramite la stessa resistenza R_m è alimentato anche il triodo 8, la cui griglia è normalmente al potenziale del catodo attraverso la resistenza $R_{\theta 8}$; il tubo 8 è scelto in modo che la sua corrente anodica in tali condizioni provochi nella R_m una caduta tale che le tensioni applicate all'anodo ed allo schermo del tubo 3 siano insufficienti al suo corretto funzionamento. Così, in condizioni normali, dallo stadio 3 non esce alcun segnale ⁽⁹⁾ e di conseguenza tutti gli stadi seguenti sono inattivi. Allorchè il tasto Morse, T , viene abbassato, risulta applicata alla griglia del tubo 8 una tensione negativa E'_{rs} , scelta in modo tale da portarlo all'interdizione; non esistendo più la caduta di tensione in R_m provocata dalla corrente anodica del tubo 8, la tensione anodica e la tensione di schermo del tubo 3 divengono quelle prestabilite per il corretto funzionamento. Tutto il trasmettitore risulta così in funzione ed avviene l'emissione dall'antenna del treno d'onde corrispondente al segnale da trasmettere ⁽¹⁰⁾.

La tensione a frequenza $2f_o$, già manipolata, è applicata tramite un condensatore di accoppiamento al successivo duplicatore che porta la frequenza al valore $4f_o$; la tensione ottenuta è applicata nel modo solito allo stadio prefinale. È, questo, un amplificatore di classe C che ha il compito di produrre la potenza necessaria per eccitare le griglie dei tubi dello stadio finale, che in questo caso particolare è 1 kW. Il trasferimento di energia avviene tramite una linea di trasmissione accoppiata per mutua induzione al circuito anodico dello stadio prefinale ed al circuito di griglia dello stadio finale ⁽¹¹⁾; l'accoppiamento deve avvenire in maniera da ottenere un ottimo *rendimento nel trasferimento energetico* (Cap. V, n. 3). Anche per eccitare la griglia del tubo prefinale

⁽⁹⁾ - Oppure il segnale d'uscita ha ampiezza insufficiente a superare nello stadio seguente la tensione di interdizione.

⁽¹⁰⁾ - Generalmente il tasto T non agisce direttamente nel circuito di griglia del tubo 8, ma in un circuito indipendente di cui fanno parte vari relè; uno di questi provvede a connettere la polarizzazione negativa alla griglia, gli altri comandano i dispositivi di dissipazione — di cui si è parlato nella nota (5) — durante gli intervalli in cui il trasmettitore è inattivo.

⁽¹¹⁾ - Il complesso, nel gergo radiotecnico, è detto *link* (=laccio, anello).

occorre una certa potenza che deve essere fornita dal tubo 4, ma si tratta di una potenza assai piccola ⁽¹²⁾, per cui non sono prese speciali cure per il trasferimento energetico dallo stadio 4 allo stadio 5 ed il collegamento fra i due stadi è eseguito semplicemente mediante una capacità di accoppiamento; le medesime considerazioni valgono per i collegamenti fra gli stadi 2 e 3 e fra gli stadi 3 e 4.

Lo stadio finale è ottenuto con due triodi funzionanti in classe C in controfase, ciascuno dei quali genera la potenza di 15 kW; la complessiva potenza è applicata all'antenna mediante accoppiamento induttivo, regolato in modo da consentire un rendimento ottimo nel trasferimento energetico (Cap. V, n. 3, fig. 5). Poichè in questo stadio sono usati triodi, si rende necessaria la *neutralizzazione*, che è ottenuta mediante i condensatori semifissi C_{n6} , C_{n7} secondo lo schema della figura 16 del Cap. V, n. 6. Nello stadio finale si notano i soliti gruppi di disaccoppiamento che qui hanno lo scopo, soprattutto, di evitare che la radiofrequenza si instradi nei conduttori di alimentazione.

La descrizione ora fatta del trasmettitore è stata necessariamente assai superficiale e sono stati omessi molti dettagli che pure hanno grande importanza nella costruzione pratica: così, per esempio, in molte parti del circuito sono collocate induttanze di blocco e condensatori di disaccoppiamento che nello schema non figurano; non si sono poi mai indicati gli strumenti di misura e di controllo, che sono innumerevoli, ed i vari automatismi che provvedono alla messa in funzione, alle commutazioni, ecc. Le due parti del trasmettitore sono contenute in due specie di armadi metallici (pannelli) e sostenute su vari ripiani; gli organi di manovra e gli strumenti sono posti sulle pareti frontali dei pannelli.

Non sempre, nel trasmettitore in argomento, gli stadi 3 e 4 funzionano ambedue da duplicatori: si voglia, ad esempio, trasmettere sulla frequenza di 2 MHz ($\lambda = 150$ m); avendo a disposizione un quarzo da 1 MHz occorre una sola duplicazione di frequenza e perciò lo stadio 4 è accordato, in questo caso, sulla frequenza $2f_0$, invece che $4f_0$, e funge da normale amplificatore in classe C.

Il trasmettitore ora descritto contiene in sè tutti gli elementi di un qualunque trasmettitore; per esigenze più modeste esso può essere assai

(12) - Ad esempio, se il tubo 4 è il tubo a fascio 4C500 (Cap. V, n. 5, Tav. 1) la potenza di eccitazione è appena 1,1 W, con un'ampiezza della tensione applicata alla griglia di 210 V.

semplificato. Così al posto del pilota a quarzo può essere usato un normale oscillatore ben costruito; il separatore può essere eliminato con l'uso dell'oscillatore ad accoppiamento elettronico (Cap. VI, n. 5, fig. 16). Questo può, poi, anche essere usato come moltiplicatore di frequenza accordando sulla seconda o terza armonica il suo circuito anodico; al posto della manipolazione elettronica può essere impiegato un sistema più semplice e così via.

A titolo di esempio, nella figura 3 è mostrato lo schema semplificato di un piccolo trasmettitore radiotelegrafico per onde corte, capace di erogare una potenza di 40 W su una frequenza variabile da 1,5 a 6 MHz. Esso è costituito

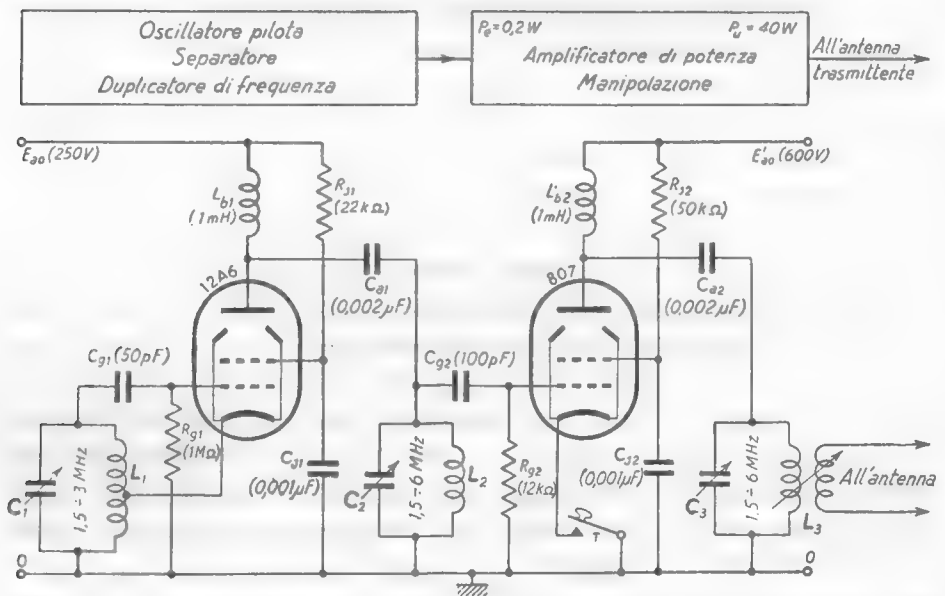


Fig. 3 — Schema di principio e schema elettrico semplificato di un trasmettitore radiotelegrafico da 40 W per onde corte.

da due soli stadi, impieganti i tubi a fascio 12A6 e 807. Nel primo stadio si ha l'oscillatore pilota, del tipo *ad accoppiamento elettronico* ⁽¹³⁾, che funge perciò anche da separatore: il circuito anodico L_2, C_2 può essere accordato o sulla frequenza dell'oscillatore (variabile fra 1,5 MHz e 3 MHz) oppure sulla frequenza

⁽¹³⁾ - A differenza di quanto indicato nella figura 16 del Cap. VI (n. 2), nello schema in esame l'alimentazione del circuito anodico è compiuta *in parallelo* (Cap. III, n. 7); si ha, con ciò, il vantaggio che il condensatore C_2 (come C_1) ha un'armatura collegata a massa.

doppia ($3 \div 6$ MHz). Si ottiene in tal modo un campo di frequenza variabile da 1,5 a 6 MHz. Il secondo stadio è l'amplificatore di potenza, costituito da un normale amplificatore in classe C con alimentazione anodica *in parallelo* (Cap. III, n. 7) e *polarizzazione automatica* (Cap. V, n. 5). In tale stadio si compie anche la manipolazione, attuata semplicemente interrompendo e chiudendo il conduttore catodico (con l'intermediario di un relè non indicato in figura). Il circuito *L, C*, è accordabile in tutto il campo di frequenza da 1,5 a 6 MHz; l'accoppiamento a mutua induzione col circuito di antenna è regolabile onde ottenere l'ottimo trasferimento energetico.

3. — Trasmettitori radiotelefonici.

Compito del trasmettitore radiotelefonico è la trasmissione di una onda modulata da un segnale a frequenza acustica. Un trasmettitore per onde modulate in ampiezza, come il trasmettitore telegrafico, è formato da una catena di amplificatori all'inizio della quale sta l'oscillatore pilota ed alla fine l'amplificatore di potenza che alimenta l'antenna trasmittente.

Uno degli stadi della catena è modulato coi metodi esposti nel Cap. VII, n. 2: può essere modulato lo stadio finale od uno stadio precedente, nel qual caso è necessario che tutti gli stadi che seguono quello modulato siano *di classe B lineari* (Cap. V, n. 9). La modulazione in uno stadio di bassa potenza (detta modulazione *a basso livello*) ha il vantaggio di richiedere minore potenza dall'*amplificatore modulatore* (Cap. VII, n. 4) ma ha lo svantaggio di richiedere l'uso degli amplificatori di classe B lineari, che sono più difficili a costruire ed hanno rendimento più basso degli amplificatori di classe C; la modulazione nell'ultimo stadio (*modulazione ad alto livello*) richiede maggiore potenza dal *modulatore* ma permette l'uso di amplificatori di classe C, con grande vantaggio per il rendimento e per la semplicità di costruzione.

È la modulazione nell'ultimo stadio che ora generalmente si usa; nei grandi trasmettitori ed in quelli in cui si desidera che la modulazione avvenga senza apprezzabili distorsioni si usa la modulazione anodica (Cap. VII, n. 2, figg. 3, 5); nei trasmettitori per comunicazioni commerciali o militari di piccola potenza si usa invece qualche volta la modulazione di griglia (Cap. VII, n. 2, fig. 6) e più spesso la modulazione di soppressore, in cui la tensione a bassa frequenza è sovrapposta alla tensione di polarizzazione del soppressore invece che a quella della griglia di comando (Cap. VII, n. 3).

Mostreremo con un esempio la struttura di un radiotrasmettitore telefonico: trattasi di un trasmettitore ad onde medie, per radiodiffu-

sione; lo schema di principio e lo schema elettrico corrispondente sono mostrati nella figura 4. Come già per il trasmettitore radiotelegrafico di figura 1, lo schema elettrico è semplificato rispetto allo schema reale, onde renderne più agevole l'esame.

L'oscillatore pilota è a quarzo e deve essere realizzato con molta cura per avere una grande stabilità di frequenza ⁽¹⁴⁾; la tensione oscillatoria prodotta dal pilota è amplificata dallo stadio separatore ed applicata con la potenza necessaria all'amplificatore di eccitazione. Questo produce la potenza a radiofrequenza necessaria per eccitare lo stadio finale di potenza; il collegamento fra lo stadio di eccitazione e lo stadio finale è effettuato con lo stesso metodo usato per il trasmettitore radiotelegrafico. Nello stadio finale si compie la modulazione anodica mediante la tensione di bassa frequenza proveniente dal *modulatore*; è, questo, il terzo stadio di un amplificatore di potenza di bassa frequenza alla cui entrata è applicato il segnale fonico proveniente dal microfono ⁽¹⁵⁾ tramite un preamplificatore non indicato in figura.

Esaminiamo ora i singoli stadi, soffermandoci solamente sulle caratteristiche più importanti e rimandando, per il resto, all'analogia descrizione fatta per il trasmettitore telegrafico: l'oscillatore a quarzo è del tipo Miller (Cap. VI, n. 7, fig. 17); il separatore è un amplificatore di classe C polarizzato in modo tale da non avere mai corrente di griglia. Esso produce la potenza a radiofrequenza necessaria per eccitare il terzo stadio, che è quello prefinale ⁽¹⁶⁾; è, questo, un amplificatore di potenza di classe C che ha il compito di produrre la potenza necessaria per l'eccitazione delle griglie dello stadio finale. Il trasferimento della potenza avviene tramite una linea accoppiata induttivamente al circuito anodico dello stadio prefinale ed allo stadio di griglia dello stadio finale; l'accoppiamento deve avvenire in maniera da ottenere un ottimo rendimento nel trasferimento energetico (Cap. V, n. 3).

Lo stadio finale di potenza è attuato con due triodi in controfase operanti in classe C: si notino i condensatori C_n , C_n' di neutralizzazione.

⁽¹⁴⁾ - Secondo una convenzione internazionale non sono ammessi per le stazioni di radio-diffusione scarti di frequenza superiori a 20 Hz del valore prestabilito.

⁽¹⁵⁾ - O, più in generale, da una linea telefonica che collega il trasmettitore allo *studio*.

⁽¹⁶⁾ - Se questo richiedesse una potenza di eccitazione superiore a quella che il separatore può fornire, fra lo stadio 2 e lo stadio 3 sarebbe semplicemente interposto un nuovo stadio di amplificazione.

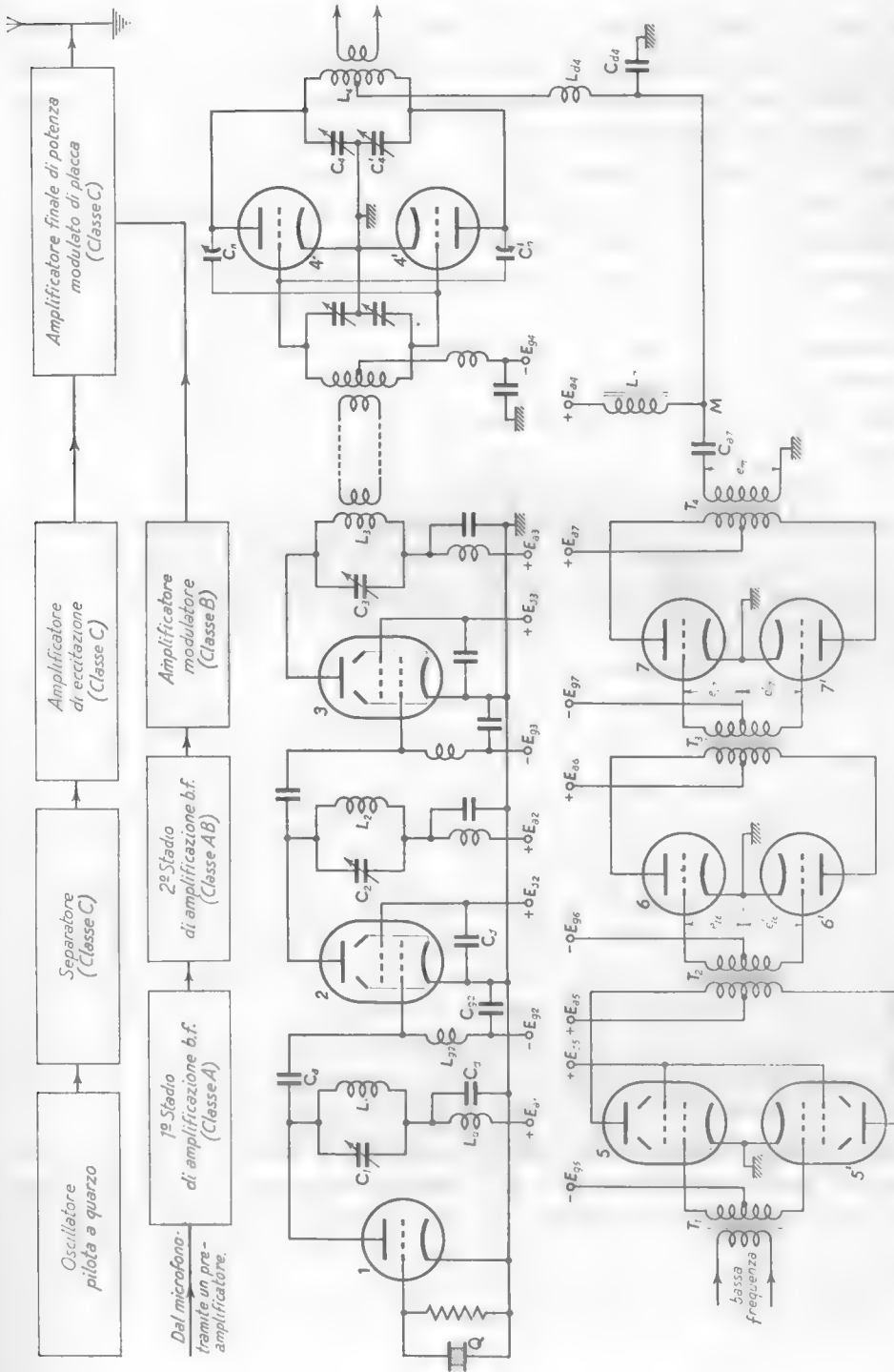


Fig. 4 — Schema di principio e schema elettrico semplificato di un trasmettitore radiotelefonico per onde medie.

In questo stadio avviene la modulazione, ottenuta per controllo della tensione anodica secondo lo schema di principio illustrato nel Cap. VII, n. 2, figg. 3 b) e 5. Lo scopo di L_{a4} e di C_{a4} è quello di evitare che la radiofrequenza dal circuito anodico dello stadio finale si istradi verso il modulatore; gli ordini di grandezza di L_{a4} e di C_{a4} sono tali da non produrre alcun effetto sulla bassa frequenza. Lo scopo della impedenza L_7 e del condensatore C_{a7} (che non compaiono nello schema di principio dianzi ricordato) è quello di evitare che la corrente continua di alimentazione dello stadio finale di potenza attraversi il secondario del trasformatore T_4 e provochi la saturazione del suo nucleo⁽¹⁷⁾. Nel punto M si ha la sovrapposizione della tensione continua E_{a4} e della tensione alternata, e_m , di bassa frequenza prodotta dal modulatore (fig. 5); il condensatore C_{a7} evita

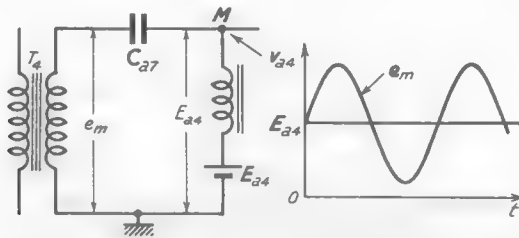


Fig. 5 — Particolare del circuito di modulazione dello schema di figura 4.

che la E_{a4} provochi una corrente continua nel secondario di T_4 , l'impedenza L_7 evita che la tensione e_m , prodotta dal modulatore, si chiuda a massa attraverso l'alimentatore E_{a4} .

Il complesso modulatore è un amplificatore di bassa frequenza a tre stadi attuati con tubi a fascio e triodi in push-pull (Vol. I, Cap. XII). Il terzo stadio (*modulatore*) che deve produrre la rilevante potenza necessaria per la modulazione anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza (Cap. VII, n. 4), funziona in classe B (Vol. I, Cap. XII, n. 8). Come negli amplificatori di classe C che abbiamo studiato nel Cap. V, anche negli amplificatori di classe B per basse frequenze la corrente anodica assume i suoi valori più alti proprio quando la tensione anodica ha i valori più bassi e quindi l'azione di richiamo della placca sugli elettroni della carica spaziale catodica è minima. Come negli amplificatori di clas-

⁽¹⁷⁾ - Vol. I, Cap. XII, n. 7 (ultimo capoverso).

se C si richiede allora che il segnale applicato alla griglia sia tale da renderla positiva, anche fortemente, in concomitanza ai minimi valori della tensione anodica (Cap. V, n. 5); si viene allora ad avere corrente di griglia, con conseguente dissipazione di potenza nel relativo circuito. Deriva da ciò che l'amplificatore di classe B deve essere preceduto da un amplificatore capace di fornire la necessaria potenza di eccitazione delle griglie dei due tubi: nell'esempio della figura 4 lo stadio di eccitazione (tubi 6, 6') opera in classe AB (Vol. I, Cap. XII, n. 8). Anche in esso la griglia assume valori positivi durante una frazione del periodo del segnale, per i medesimi motivi detti per gli amplificatori di classe B e C ⁽¹⁸⁾; perciò anche per la sua eccitazione si richiede una qualche potenza. Nel trasmettitore della figura 4 essa è fornita dal primo stadio di amplificazione in bassa frequenza (tubi 5, 5'), operante in classe A senza corrente di griglia; il segnale d'entrata di questo stadio giunge, tramite una linea, da un preamplificatore, al cui ingresso è applicato il segnale da trasmettere.

Il trasmettitore di cui abbiamo esaminato lo schema funziona nel campo delle onde medie; un trasmettitore per onde corte potrebbe avere il medesimo schema, eventualmente con l'interposizione di un moltiplicatore di frequenza, ad uno o più stadi, fra lo stadio separatore (tubo 2) e lo stadio di eccitazione (tubo 3).

Lo schema descritto ha valore essenzialmente didattico: nella pratica al corretto funzionamento del trasmettitore sono legati vari problemi, specialmente in relazione alle distorsioni che possono sorgere nell'amplificatore di bassa frequenza (*modulatore*) e nell'operazione di modulazione. La soluzione di tali problemi impone vari perfezionamenti allo schema del trasmettitore, di cui daremo un cenno nel paragrafo seguente.

⁽¹⁸⁾ - Non tutti gli amplificatori di classe AB operano nelle condizioni dette: negli amplificatori per piccole potenze generalmente si opera in modo che la griglia non divenga mai positiva, così che manchi corrente di griglia, mentre in quelli per potenze più forti (usati nei trasmettitori e nei complessi di riproduzione sonora per locali ampi) si consente alla griglia di divenire positiva. Il primo tipo di funzionamento (senza corrente di griglia) si denomina *di classe AB_1* , mentre si dice *di classe AB_2* , quello con corrente di griglia: lo stadio 6, 6' nello schema di fig. 4 funziona in classe AB_2 .

4. — Perfezionamenti e varianti dello schema del radiotrasmettitore a modulazione di ampiezza.

Una delle parti più delicate dei radiotrasmettitori a modulazione di ampiezza del tipo visto è lo *stadio modulatore* (7,7' nella fig. 4): esso deve essere in grado di fornire allo *stadio modulato* (3,3' nella fig. 4) un segnale di grande ampiezza ⁽¹⁹⁾ con potenze dello stesso ordine di quella nominale di trasmissione. Come si è detto nel paragrafo precedente esso si attua con due tubi in push-pull (7,7' nella fig. 4) *operanti in classe B*.

Per fissare le idee sul funzionamento in classe *B*, nella figura 6 è indicato un esempio di caratteristica mutua dinamica di uno dei tubi del push-pull pensato isolatamente ed avente il segnale d'ingresso prodotto da un generatore di f. e. m. $e_i = E_i \sin \omega t$ e resistenza interna R_i . Il tubo è polarizzato con una tensione negativa praticamente uguale alla sua tensione di interdizione ⁽²⁰⁾: passa quindi corrente anodica praticamente solo in corrispondenza alla semionda positiva del segnale applicato e_i . La corrente anodica è allora formata da impulsi periodici di durata uguale a mezzo periodo, il cui valore massimo dipende dall'ampiezza del segnale applicato.

Il fatto che la caratteristica mutua dinamica si conservi lineare anche per valori positivi assai forti della corrente di griglia indica che si può ottenere un funzionamento corretto anche accettando che la griglia divenga positiva, col vantaggio di ottenere valori massimi di corrente anodica di gran lunga maggiori di quelli che si avrebbero mantenendo sempre negativa la griglia. Nell'esempio della figura 6 se l'ampiezza del segnale è inferiore a 250 V, così che la griglia non diventi mai positiva, non si ha corrente di griglia, ma il valor massimo degli impulsi di corrente anodica non raggiunge 2 A; se, invece, l'ampiezza si fa crescere fino a circa 700 V (così che la griglia assuma un valore massimo positivo di 450 V) il valore massimo degli impulsi di corrente anodica sale fino a 5 A. Naturalmente, non appena la tensione di griglia supera lo zero, si ha corrente di griglia, con conseguente dissipazione di potenza.

⁽¹⁹⁾ - Dell'ordine della decina di migliaia di volt nei grandi trasmettitori.

⁽²⁰⁾ - Teoricamente in classe *B* la tensione di polarizzazione di griglia dovrebbe essere uguale alla tensione di interdizione; in pratica si ottengono minori distorsioni con una tensione di polarizzazione un po' più piccola in valore assoluto. Di solito si sceglie E_{g0} uguale all'ascissa del punto in cui il prolungamento del tratto lineare della caratteristica mutua dinamica incontra l'asse delle ascisse, come è indicato nella fig. 6.

Indipendentemente dalla dissipazione di potenza — di cui si è già parlato nel paragrafo precedente in relazione alla potenza necessaria per l'eccitazione delle griglie — occorre notare che il passaggio della corrente di griglia, i_g , provoca una caduta di tensione nella resistenza interna R_i

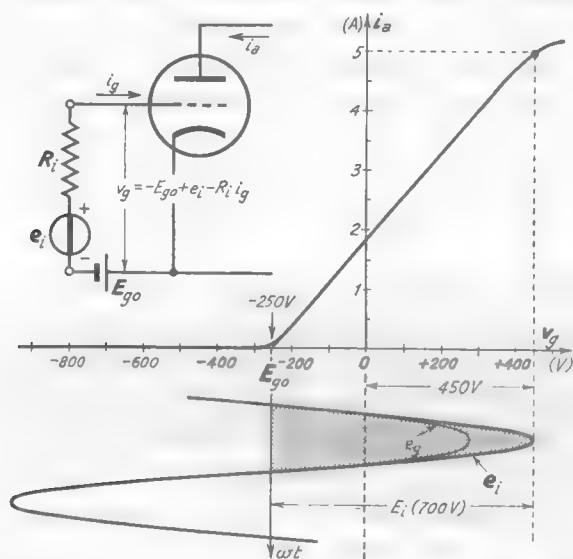


Fig. 6 — Esempio di funzionamento in classe B di un tubo del modulatore.

del generatore. Pertanto, mentre con griglia negativa il segnale applicato alla griglia è uguale alla f.e.m. stessa del generatore, e_i , non appena la griglia è positiva esso diviene $e_g = e_i - R_i i_g$. Il segnale subisce quindi una brusca modificazione dalla sua forma originaria in corrispondenza al passaggio di corrente di griglia: nella figura 6, entro la semionda positiva del segnale e_i , è indicato con tratto sottile l'andamento del segnale modificato dalla caduta di tensione in R_i . A parte la contrazione di ampiezza, la brusca modificazione dell'andamento originario in corrispondenza allo zero provoca una distorsione nella corrente anodica a cui corrisponde una distorsione nel segnale d'uscita; occorre che R_i sia molto piccola affinché la distorsione non risulti intollerabile.

Nell'attuazione pratica, il generatore che produce il segnale e_i è l'amplificatore che precede lo stadio in classe B ⁽²¹⁾: a rendere piccola

⁽²¹⁾ - Nell'esempio della fig. 4 è lo stadio 6,6'; il segnale e_i in tale schema è indicato con e_{17} .

la sua impedenza equivalente si provvede mediante un'opportuna scelta del rapporto delle spire primarie e secondarie del trasformatore che stabilisce l'accoppiamento fra i due stadi (T_s nello schema della fig. 4). Anche l'applicazione della controreazione all'amplificatore di eccitazione (stadio δ, δ' nella fig. 4) ha effetto benefico, data la proprietà della reazione negativa di ridurre l'impedenza interna dell'amplificatore (Vol. I, Cap. XIII, n. 7). Da questo punto di vista, però, risultati nettamente superiori si ottengono sostituendo, negli stadi di eccitazione, agli amplificatori a trasformatore dei *trasferitori catodici*; questi, infatti, a causa della grande reazione negativa in essi implicita, si comportano come generatori con resistenza interna estremamente bassa (Vol. I, Cap. XIII, nn. 11, 12, 13).

Se il trasferitore catodico è correttamente dimensionato, il segnale da esso applicato alla griglia dello stadio di classe B non subisce apprezzabile modificazione nel passaggio dalla fase in cui la griglia è negativa ⁽²²⁾ a quella in cui diviene positiva ⁽²³⁾; per questo, attualmente, il suo uso gode molto favore presso i costruttori dei radiotrasmettitori. Nella figura 7 *a*) è mostrata l'applicazione di due trasferitori catodici all'eccitazione della griglia dell'amplificatore finale di b.f. del trasmettitore della figura 4; i due segnali d'entrata dei trasferitori catodici devono naturalmente essere uguali e di segno opposto, $e'_{i\delta} = -e_{i\delta}$. In pratica il collegamento fra i trasferitori ed i tubi finali è attuato in maniera molto più semplice che nello schema *a*): come appare dalla figura 7 *b*) il catodo di ciascun trasferitore è collegato direttamente alla griglia del tubo finale corrispondente.

È necessario, per potere stabilire il suddetto collegamento, che il potenziale di riposo del catodo del trasferitore sia negativo e coincida col potenziale di polarizzazione di griglia del tubo finale. Si ottiene ciò collegando l'estremo M delle resistenze catodiche non a massa, come nello schema *a*), ma ad un alimentatore che fornisca un'opportuna tensione negativa, $-E_{k\delta}$ ⁽²⁴⁾; con un altro alimentatore è poi assegnata alle

⁽²²⁾ - Nell'esempio della fig. 6, $e_i < 250$ V.

⁽²³⁾ - Nell'esempio della fig. 6, $e_i > 250$ V.

⁽²⁴⁾ - Detta $I_{k\delta}$ la corrente anodica di un trasferitore a riposo, nella relativa resistenza $R_{k\delta}$ si avrà una caduta di potenziale $R_{k\delta} I_{k\delta}$. Il potenziale del catodo a riposo sarà pertanto $-E_{k\delta} + R_{k\delta} I_{k\delta}$; dovrà perciò essere $-E_{k\delta} + R_{k\delta} I_{k\delta} = -E_{g7}$, ossia $E_{k\delta} = E_{g7} - R_{k\delta} I_{k\delta}$.

placche una tensione positiva E_{p6} tale che la totale tensione di alimentazione, $E_{p6} + E_{k6}$, sia ancora E_{a6} come nello schema a).

I segnali d'ingresso dei due trasferitori catodici, e_{i6} , e'_{i6} , provengono normalmente da due separati amplificatori a resistenza e capacità a più stadi, alle cui entrate è applicato in push-pull il segnale da trasmettere: il metodo è indicato nella parte inferiore della figura 8, che riporta lo schema di un trasmettitore ad onde medie di concezione più moderna di quello della figura 4. In tale trasmettitore, che ora esamineremo, il

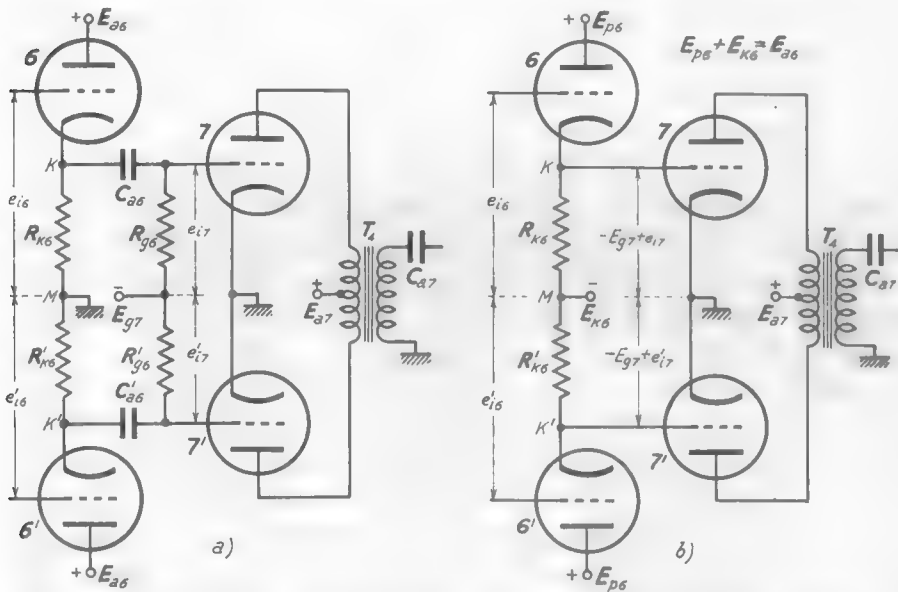


Fig. 7 — Eccitazione di un amplificatore in classe B mediante trasferitori catodici.

segnale di b. f. da trasmettere è sdoppiato dal trasformatore T in due segnali, e_i ed e'_i , uguali e di segno opposto che sono separatamente amplificati dai tubi a fascio t e t' ⁽²⁵⁾: tramite i condensatori C_{a6} , C'_{a6} , i segnali amplificati, e_a ed e'_a , presenti sulle placche dei tubi, sono trasferiti all'ingresso di due separati amplificatori a resistenza e capacità aventi un numero di stadi sufficiente per fornire all'uscita i segnali d'ingresso, e_{i6} ed e'_{i6} , dei due trasferitori catodici: questi forniscono allo stadio mo-

⁽²⁵⁾ - Intendiamo dire: dagli amplificatori a resistenza formati dai tubi t, t' e dalle resistenze R_g ed R'_g .

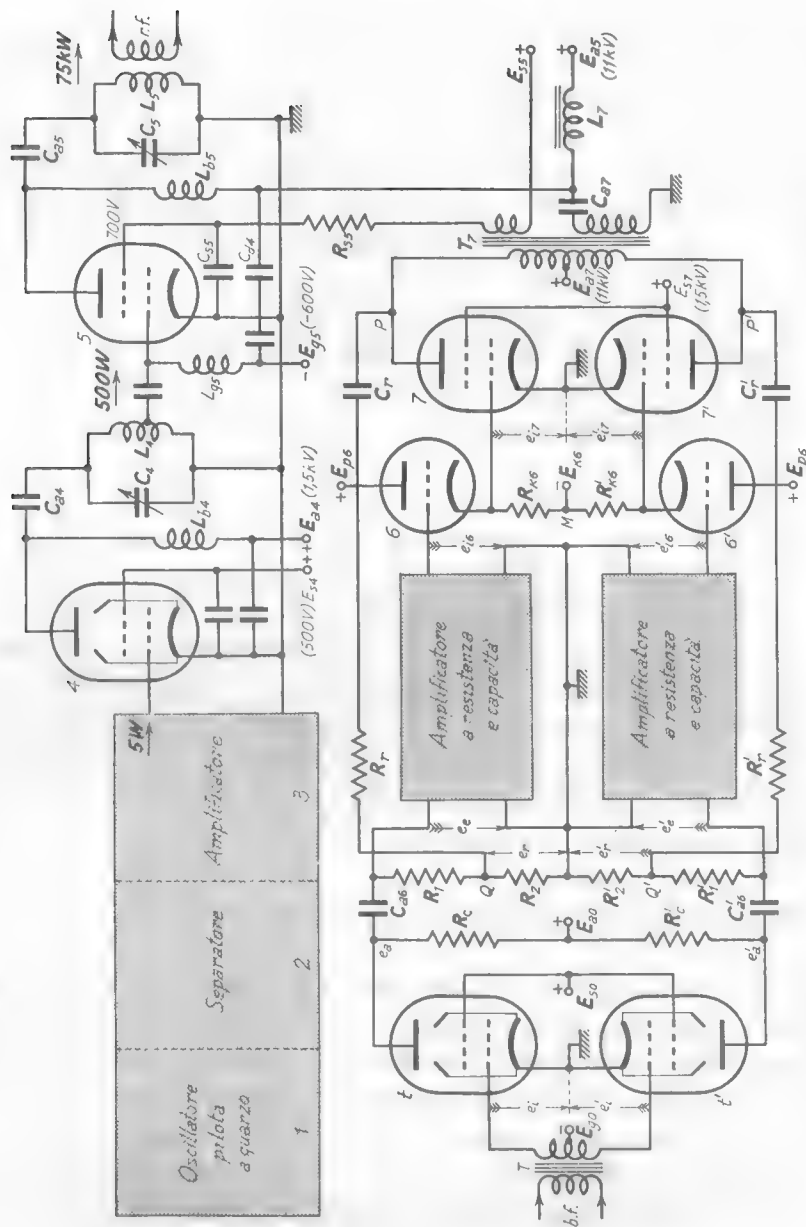


Fig. 8 — Schema semplificato di un radiotrasmettitore a modulazione di ampiezza di concezione più moderna di quello della figura 4.

dulatore (7,7') la polarizzazione ed i segnali e_{7r} ed e'_{7r} (uguali e di segno opposto) necessari per il funzionamento push-pull in classe B dell'amplificatore.

Nel complessivo amplificatore di b. f. si notino i collegamenti di reazione PQ e $P'Q'$; tramite i condensatori C_r e C'_r ed i partitori resistivi R_r , R_l ed R'_r , R'_l , viene applicata all'ingresso di ciascun amplificatore a resistenza e capacità un'aliquota (e_r , e'_r) del segnale presente sulla placca del rispettivo tubo finale di potenza ⁽²⁶⁾. Il numero di stadi dell'amplificatore a resistenza e capacità è tale che la reazione risulti negativa. La controreazione è molto utile (ed è perciò impiegata praticamente in tutti i trasmettitori moderni), provvedendo soprattutto a mantenere entro limiti tollerabili le distorsioni ed il cosiddetto *rumore di alternata*, dovuto ad imperfetto livellamento delle tensioni di alimentazione.

Esaminiamo ora la parte a radiofrequenza del trasmettitore. L'oscillatore a quarzo, tramite il separatore ed un successivo amplificatore (stadi 1, 2, 3 di struttura del tutto convenzionale), fornisce l'oscillazione — avente la voluta frequenza di trasmissione e la necessaria stabilità — allo stadio di eccitazione (tubo 4), attuato con un tubo a fascio operante in classe C: si noti la sua alimentazione anodica *in parallelo* (Cap. III, n. 7, fig. 19) tramite l'induttanza di blocco L_{b4} , che consente di avere il condensatore d'accordo C_4 con un'armatura a massa e, grazie al condensatore C_{a4} , l'intero circuito risonante non sottoposto alla tensione di alimentazione anodica E_{a4} .

Lo stadio 4 provvede all'eccitazione dello stadio finale di potenza: si noti il collegamento ad una presa intermedia dell'induttore L_4 che consente di effettuare l'adattamento fra il circuito risonante e l'*utilizzatore* (Cap. V, n. 5; Cap. II, nn. 10-11, fig. 23), consistente nel circuito di griglia dello studio finale.

Lo stadio finale è attuato con un tetrodo ⁽²⁷⁾ operante in classe C. Anche qui l'alimentazione anodica è in parallelo: L_{b5} è l'induttanza di blocco; C_{a5} provvede a collegare alla placca il circuito risonante, mantenendolo isolato dalla tensione di alimentazione; il circuito risonante è

⁽²⁶⁾ - Il metodo è quello indicato nel Vol. I, Cap. XIII, n. 1, fig. 1.

⁽²⁷⁾ - La tensione di schermo è sempre mantenuta così bassa di fronte alla tensione anodica che gli elettroni secondari non ritornano verso lo schermo: non è quindi necessaria la presenza del soppressore. L'uso del tetrodo (come del pentodo o del tubo a fascio) porta il vantaggio della minor potenza di eccitazione richiesta rispetto al caso del triodo (Cap. V, n. 5).

poi accoppiato per mutua induzione alla linea di trasmissione che collega il trasmettitore all'antenna. Poichè l'amplificatore è attuato con un tetrodo, la modulazione si effettua variando contemporaneamente, con la legge del segnale, sia la tensione di placca, sia quella di schermo, come nello schema di principio della figura 8 del Cap. VII (n. 3); qui, però, il *trasformatore di modulazione* (T_1) ha due secondari che forniscono separatamente la tensione modulante alla placca (col metodo usato nell'esempio della fig. 4) ed allo schermo.

Nel trasmettitore reale da cui è stato tratto (con molte semplificazioni) lo schema della figura 8, l'amplificatore finale è capace di fornire all'antenna (in assenza di modulazione) una potenza di 75 kW; la sua potenza di eccitazione è appena 500 W, che l'amplificatore 4 fornisce, richiedendo dall'amplificatore precedente una potenza di soli 5 W per la sua eccitazione.

Per completare le notizie sulla costituzione dei radiotrasmettitori fornite in questo paragrafo e nel precedente accenneremo ad una speciale forma di reazione negativa che spesso viene applicata al trasmettitore nel suo complesso. All'uscita del radiotrasmettitore è accoppiato (per esempio per mutua induzione) un circuito rivelatore (Cap. VII, n. 6, fig. 11); il segnale rivelato dovrebbe corrispondere esattamente al segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore di b. f., ma generalmente risulta alterato rispetto ad esso (in misura più o meno leggera) a causa di distorsioni che nascono nel processo di modulazione. Introducendo tale segnale distorto all'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza con entità e segno tale da dar luogo alla controreazione, si ottiene in generale un'efficace correzione degli errori: il metodo è molto usato perchè rende possibile l'impiego di apparati meno curati nel progetto e perciò più economici.

Come già si è detto per il trasmettitore telegrafico (n. 2) non tutti i radiotrasmettitori hanno il numero di stadi degli esempi illustrati (figg. 4 e 8): vi possono essere trasmettitori per piccole stazioni portatili in cui l'oscillatore a quarzo è seguito da un amplificatore separatore, che eccita direttamente lo stadio di potenza a radiofrequenza; questo può essere modulato (per esempio) sulla griglia mediante un amplificatore di bassa frequenza ad un solo stadio. Nel paragrafo seguente daremo un cenno su una particolare categoria di piccoli trasmettitori i quali possono, mediante opportune commutazioni, operare in onde lunghe, medie e corte, in telefonia ed in telegrafia.

5. — Cenno sui radiotrasmittitori fonotelegrafici.

Sulle navi e per usi militari trovano impiego trasmettitori di potenza relativamente modesta (da pochi watt a qualche centinaia di watt) che possono operare in onde lunghe, medie e corte, in telefonia, in telegrafia col tipo di manipolazione già visto ed in un altro particolare tipo di telegrafia che consiste nel modulare l'oscillazione a radiofrequenza con treni di oscillazioni di bassa frequenza ($800 \div 1000$ Hz) ciascuno dei quali corrisponde ad un punto o ad una linea Morse. I due tipi di telegrafia (fig. 9) si indicano rispettivamente con le sigle A_1 ed A_2 , mentre si indica con la sigla A , la normale modulazione telefonica.

Ne descriveremo per sommi capi, un tipo navale che ha un campo di frequenza di lavoro da $1,5$ MHz a 18 MHz capace di erogare la potenza di un centinaio di watt nel funzionamento con onde A_1 ed una trentina

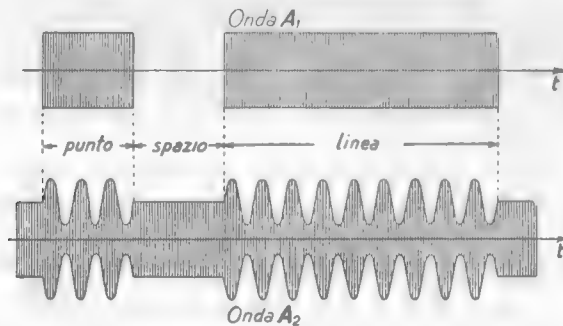


Fig. 9 — Trasmissione telegrafica con onde continue (A_1) e con onde modulate (A_2).

di watt nel funzionamento con onde A_1 ed A_2 . Nella figura 10 è mostrato lo schema di principio del trasmettitore insieme col complesso di alimentazione.

Il trasmettitore è composto da tre stadi a radiofrequenza ed uno di bassa frequenza. Il primo stadio di alta frequenza è l'oscillatore pilota avente una frequenza variabile da $1,5$ a 3 MHz: generalmente esso è controllabile con quarzi su particolari frequenze prestabilite; l'oscillatore è attuato col principio dell'accoppiamento elettronico (Cap. IV, n. 2) e congloba, perciò, in sé stesso lo stadio separatore. Il circuito risonante anodico del tubo può essere accordato, oltre che sulla frequenza

di lavoro dell'oscillatore, anche su frequenza doppia o tripla ⁽²⁸⁾, per cui all'uscita del primo stadio si ha la possibilità di avere qualunque frequenza compresa fra 1,5 e 9 MHz.

Il secondo stadio provvede a duplicare, se necessario, la frequenza fornita dal primo stadio, così che all'uscita si può avere qualunque fre-

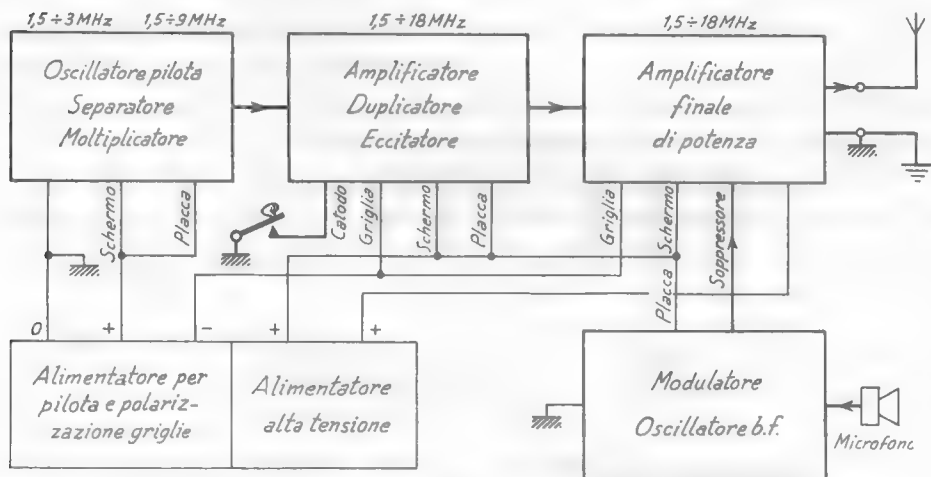


Fig. 10 — Schema di principio di un radiotrasmittitore fono-telegrafico.

quenza compresa fra 1,5 e 18 MHz; esso inoltre amplifica la tensione del primo stadio e le conferisce la potenza necessaria per eccitare la griglia dell'amplificatore finale di potenza. Nel secondo stadio si compie anche la manipolazione telegrafica nel caso di funzionamento con onde A_1 ; la manipolazione si effettua aprendo e chiudendo il circuito catodico del tubo mediante un tasto Morse, di solito attraverso un relè. Quando si opera con onde A_1 od A_2 il circuito catodico, è naturalmente, sempre chiuso.

L'amplificatore finale di potenza è attuato con un pentodo operante in classe C , al cui soppressore è applicata (oltre alla normale tensione di riposo) la tensione di bassa frequenza proveniente dal modulatore. Il modulatore è formato da un amplificatore di bassa frequenza ad un

⁽²⁸⁾ - Ciò è possibile perchè a regime l'oscillatore funziona in classe C e quindi la corrente anodica del tubo è costituita da impulsi; il meccanismo di funzionamento dell'oscillatore ad accoppiamento elettronico con circuito anodico accordato su armonica è perciò il medesimo di quello di un moltiplicatore di frequenza.

sol tubo con uscita a trasformatore; alla sua griglia, tramite adatto trasformatore, è connesso il microfono. La griglia, invece che al microfono, può essere collegata all'uscita stessa dell'amplificatore così che ne risulti una così forte reazione positiva da dar luogo alla nascita di oscillazioni spontanee; le costanti del circuito sono scelte in maniera tale che l'oscillatore così ottenuto produca un'oscillazione di frequenza acustica (dell'ordine di 1000 Hz) che è applicata direttamente, tramite un tasto Morse, al soppressore dell'amplificatore finale di potenza onde far funzionare il trasmettitore con onde A₂. Il passaggio fra i vari sistemi di trasmissione è effettuato mediante opportuni commutatori non visibili in figura.

Il circuito elettrico del trasmettitore fono-telegrafico non è riportato perchè il gran numero di commutazioni e la presenza degli organi di regolazione e di controllo lo rendono assai complesso; questa è, purtroppo, una caratteristica comune alla maggior parte degli schemi reali, per cui solo un esame paziente e metodico, unito alla conoscenza dei principi fondamentali, ne consente l'interpretazione.

6. — Impiego dei transistori nei radiotrasmettitori.

Abbiamo fino ad ora preso in esame trasmettitori a tubi ma coi medesimi schemi di principio potrebbero considerarsi dei trasmettitori attuati con transistori.

Con transistori non è ancora possibile ottenere grandi potenze di uscita a radiofrequenza; occorre per ora limitarsi a potenze di alcune decine o, al massimo, di qualche centinaio di watt. Più comune è l'impiego in apparati di minor potenza (da qualche decimo di watt a qualche watt) che, per la piccola mole e l'alimentazione a batterie, risultano molto maneggevoli e comodamente trasportabili.

I transistori sono molto usati anche nei trasmettitori a tubi in tutti quegli impieghi in cui non si richieda forte potenza: molto comune è ora l'attuazione con transistori degli oscillatori piloti e dei primi stadi di amplificazione a radiofrequenza ed a bassa frequenza. In genere la maggiore sicurezza dei circuiti a transistori ⁽²⁹⁾ rispetto a quelli a tubi,

⁽²⁹⁾ - Essa deriva, oltre che dalla maggior robustezza dei transistori, anche dal fatto che le loro tensioni di alimentazione sono minori di quelle per i tubi.

il minore ingombro e consumo fanno sì che l'impiego dei transistori sia sempre più diffuso.

Purtroppo gli schemi elettrici degli apparecchi a transistori sono, in genere, più complicati di quelli a tubi, soprattutto a causa dei dispositivi di neutralizzazione e stabilizzazione dei vari stadi, oltre che per i vari sistemi di adattamento di impedenza negli accoppiamenti fra gli stadi successivi. Poichè, anche applicando le semplificazioni introdotte nei circuiti a tubi, non si otterrebbero schemi di lettura agevole, preferiamo non riportarne alcuno; ancor più che per gli apparati a tubi, l'esame e lo studio degli schemi reali è possibile solo con un paziente e metodico lavoro unito alla conoscenza dei principi di funzionamento dei transistori.

CAPITOLO X

RADIORICEVITORI PER MODULAZIONE D'AMPIEZZA

1. — Caratteristiche e requisiti dei ricevitori.

Un'onda elettromagnetica che, nella sua propagazione nello spazio, investe un'antenna ricevente induce in essa una f. e. m. alternata a radiofrequenza; se l'onda è modulata, essa porta con sè un'informazione che, in trasmissione, è stata impressa sull'oscillazione a radiofrequenza da un segnale di bassa frequenza (segnale modulante). Il radioricevitore ha il compito di rendere disponibile (in particolare, udibile) il suddetto segnale modulante. Il radioricevitore deve perciò essere *sensibile*, cioè deve essere in grado di ricevere il segnale trasportato da onde di intensità molto piccola; deve essere *selettivo*, deve cioè poter scegliere fra le innumerevoli oscillazioni di diversa frequenza, prodotte da tutte le varie onde che investono l'antenna, quella che si riferisce alla stazione trasmittente di cui si vuol ricevere il segnale. Esso deve inoltre essere *fedele*, ossia deve essere in grado di riprodurre il segnale portato dall'onda e. m. senza alterarlo, cioè senza introdurre distorsioni. *Sensibilità, selettività, fedeltà sono dunque i requisiti fondamentali di un ricevitore; vedremo nel seguito come si possa ad essi soddisfare e i risultati che si raggiungono.*

2. — Schema di principio di un radioricevitore.

Svolgeremo lo studio dei ricevitori per onde modulate in ampiezza, rimandando ad un capitolo successivo quello dei ricevitori per onde modulate in frequenza (Cap. XII).

In linea di principio un ricevitore comprende, come è mostrato nella figura 1, le seguenti parti: *a*) l'antenna ricevente; *b*) un amplificatore selettivo di a. f., che eleva la debole oscillazione indotta nell'antenna; *c*) un rivelatore, che estrae dall'oscillazione modulata il segnale di bassa frequenza; *d*) un amplificatore di b. f., che eleva la tensione del segnale prodotto dal rivelatore e conferisce al segnale la potenza necessaria per far funzionare l'altoparlante o il telefono.

Un ricevitore deve poter essere in grado di funzionare con oscillazioni a radiofrequenza, fornitegli dall'antenna, aventi ampiezze anche



Fig. 1 — Schema di principio di un radoricevitore.

di pochi microvolt; d'altra parte al rivelatore, per il suo corretto funzionamento ed il disimpegno di particolari mansioni che vedremo in seguito (regolazione automatica della sensibilità), deve essere applicata una tensione a radiofrequenza dell'ordine di qualche volt; risulta da ciò che l'amplificazione in alta frequenza necessaria può essere dell'ordine di $10^5 \div 10^6$. Per ottenere tale notevole amplificazione sono possibili due diversi metodi, che conducono a due diversi tipi di ricevitori: il metodo dell'*amplificazione diretta* ed il metodo della *conversione di frequenza*.

Nei ricevitori ad amplificazione diretta l'amplificatore di a. f. è costituito da un certo numero di stadi (di solito 3) di amplificazione a radiofrequenza (Cap. III-IV) tutti accordati sulla frequenza da ricevere. Tale metodo è ora praticamente abbandonato soprattutto per la difficoltà di ottenere un'amplificazione uniforme ed una selettività costante per tutta la vasta gamma delle frequenze da ricevere, oltre che per le cure necessarie per evitare accoppiamenti parassiti fra i vari stadi e per compiere il loro accordo contemporaneo. Questi inconvenienti sono grandemente ridotti nei ricevitori a conversione di frequenza, detti più comunemente *ricevitori supereterodina*, che costituiscono la grande maggioranza degli apparati oggi in uso. In questi, anziché compiere l'amplificazione diret-

tamente sulle oscillazioni che giungono dall'antenna (le cui frequenze occupano una gamma vastissima), si opera una conversione della loro frequenza in una frequenza *più bassa e di valore fisso*, su cui sia più agevole compiere l'amplificazione. La conversione di frequenza si effettua coi metodi e coi circuiti studiati nel Cap. VIII; vedremo nel numero seguente le modalità con cui essa in pratica viene impiegata.

3. — Schema di principio e proprietà fondamentali di un ricevitore supereterodina.

Nei ricevitori supereterodina, che abbiamo detto essere la quasi totalità dei ricevitori oggi in uso, la conversione di frequenza si effettua (coi metodi esaminati nel Cap. VIII) con questa caratteristica fondamentale che qualunque sia la frequenza centrale (*portante*), f_1 , dell'onda che si vuol ricevere, essa viene sempre convertita in una frequenza *fissa* f_i , detta *frequenza intermedia* o, più comunemente, *media frequenza*, che nei ricevitori della radiodiffusione è dell'ordine di $450 \div 500$ kHz.

Per ottenere ciò occorre generare con l'oscillatore locale una tensione di frequenza f_2 la quale differisca da f_1 di un valore uguale alla frequenza intermedia prefissata. L'oscillatore locale potrebbe avere indifferentemente le frequenze $f_2 = f_1 + f_i$ oppure $f_2' = f_1 - f_i$ (¹); si preferisce di solito usare una frequenza locale maggiore di quella dell'onda in arrivo e quindi la frequenza $f_2 = f_1 + f_i$. *L'oscillatore locale deve essere regolato volta per volta in relazione alla frequenza f_1 della trasmissione che si vuol ricevere, in modo che la sua frequenza differisca sempre da f_1 della quantità f_i .* Ad esempio, se si vuole ricevere una trasmissione a frequenza $f_1 = 1$ MHz e la frequenza intermedia è $f_i = 470$ kHz, l'oscillatore locale deve essere regolato in modo da produrre la frequenza $f_2 = 1470$ kHz; se si vuole invece ricevere una frequenza di 800 kHz la frequenza dell'oscillatore locale deve essere 1270 kHz.

L'oscillazione a frequenza intermedia f_i , fornita dal convertitore, è applicata ad un amplificatore, detto *amplificatore di media frequenza*, costituito da uno o più stadi *accordati sulla frequenza f_i* . L'oscillazione a media frequenza così amplificata è applicata ad un rivelatore; il segnale ottenuto è amplificato in un amplificatore di bassa frequenza e

(1) - Si ha infatti: $|f_2 - f_1| = |f_1 + f_i - f_1| = f_i$, ed anche $|f_2' - f_1| = |f_1 - f_i - f_1| = |-f_i| = f_i$.

infine è trasformato in segnale acustico. Lo schema di principio secondo cui si compiono le sopradette operazioni è mostrato nella figura 2; è interessante esaminare il modo con cui, in tale schema, avviene la selezione delle varie oscillazioni a frequenza portante diversa, provenienti dall'antenna.

Consideriamo l'esempio precedente, in cui l'oscillatore locale è regolato sulla frequenza $f_2 = 1470$ kHz onde poter ricevere una trasmissione a frequenza $f_1 = 1000$ kHz: supponiamo che al convertitore giunga dal-

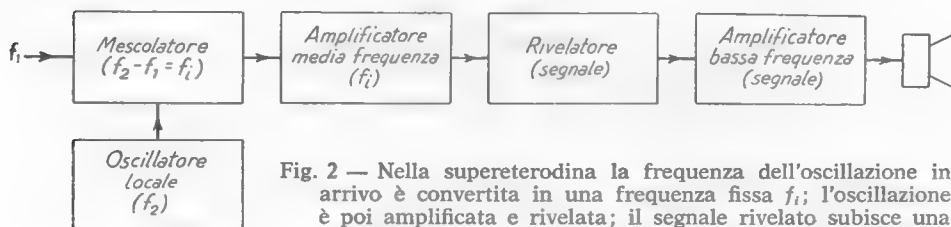


Fig. 2 — Nella supereterodina la frequenza dell'oscillazione in arrivo è convertita in una frequenza fissa f_i ; l'oscillazione è poi amplificata e rivelata; il segnale rivelato subisce una amplificazione in b. f. ed infine è applicato all'altoparlante.

l'antenna insieme con l'oscillazione voluta, anche un'oscillazione di frequenza $f'_1 = 1010$ kHz, che differisce di 10 kHz da f_1 . La conversione conduce allora a due oscillazioni una di frequenza $|f_2 - f_1| = f_i = 470$ kHz e l'altra di frequenza $|f_2 - f'_1| = 460$ kHz; questa seconda oscillazione viene automaticamente scartata dal filtro di banda del convertitore e dall'amplificatore di media frequenza, che sono accordati sulla frequenza $f_i = 470$ kHz. Sono dunque tali circuiti che provvedono a dare la necessaria selettività al ricevitore. Poichè le oscillazioni modulate sono costituite dall'oscillazione portante e dalle due bande laterali, occupanti complessivamente un canale di frequenza di larghezza Δf , la curva di risposta dei circuiti di media frequenza al variare della frequenza dovrebbe avere l'andamento indicato nella figura 3 a), cioè avere un valore costante in tutto l'intervallo Δf intorno alla frequenza f_i e valore nullo fuori di tale intervallo; in pratica ci si avvicina a tale andamento ideale (fig. 3 b) con un'opportuna scelta del filtro di banda del convertitore di frequenza

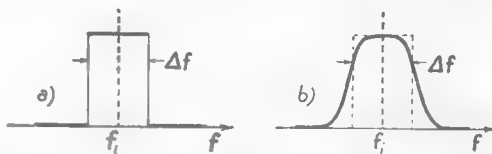
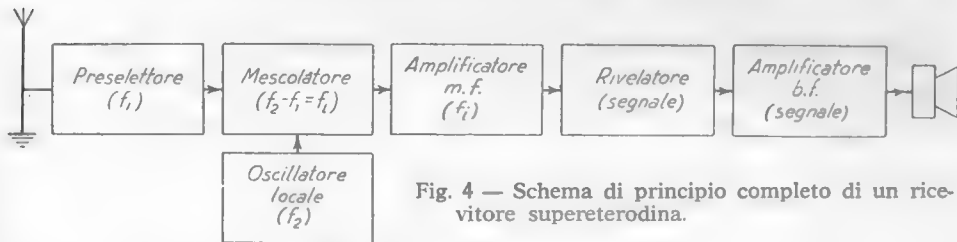


Fig. 3 — Curva di risposta ideale (a) e reale (b) dei circuiti di media frequenza.

La curva di risposta ideale (a) mostra un rettangolo con un'ampiezza costante all'interno di un intervallo Δf centrato su f_i . La curva reale (b) mostra una campana con un'ampiezza massima all'interno di Δf e un valore nullo fuori di tale intervallo.

(Cap. VIII, n. 1, fig. 4) e degli stadi di amplificazione a frequenza intermedia (Cap. III).

Insito nell'applicazione della conversione di frequenza c'è un inconveniente che, senza particolari accorgimenti, renderebbe inutilizzabile lo schema della figura 2. Supponiamo, infatti, che il ricevitore sia predisposto per ricevere una determinata frequenza f_i (ad es., 1000 kHz); l'oscillatore locale dovrà allora produrre una frequenza $f_2 = f_i + f_i$ (1470 kHz, se è $f_i = 470$ kHz), così che si abbia $|f_2 - f_i| = f_i$. Osserviamo, però, che anche la frequenza $f_1^* = f_2 + f_i$ (1940 kHz nel solito esempio) differisce da f_2 di f_i ; si ha infatti $|f_2 - f_1^*| = |f_2 - f_2 - f_i| = f_i$. Se ne deduce che se — proveniente dall'antenna — è presente all'ingresso del ricevitore, oltre alla voluta oscillazione a frequenza f_i , anche un'oscillazione a frequenza f_1^* , entrambe le oscillazioni vengono convertite alla frequenza intermedia f_i ; sono quindi egualmente amplificate e rivelate e giungono all'altoparlante insieme, *interferendo* fra loro. La frequenza f_1^* dell'oscillazione che può essere ricevuta contemporaneamente a quella desiderata, si dice *fre-*



quenza immagine di f_1 ; essa differisce da f_i del doppio della frequenza intermedia, come facilmente si verifica osservando che è $f_2 = f_i + f_i$, è pertanto $f_1^* = f_2 + f_i = f_i + 2f_i$.

Per eliminare questo grave inconveniente occorre impedire che l'oscillazione avente la frequenza immagine giunga al convertitore; l'unico rimedio è quello di interporre fra l'antenna ed il convertitore un circuito selettivo, detto *stadio preselettore*, che sia in grado di eliminare l'oscillazione a frequenza f_1^* . Esso può essere costituito da un *amplificatore a radiofrequenza* oppure da un semplice *circuito risonante*, accordabili sulla frequenza f_i . L'aggiunta dello stadio preselettore è essenziale per il funzionamento del ricevitore supereterodina, il cui schema di principio risulta perciò quello indicato nella figura 4. Non occorre che lo stadio preselettore sia molto selettivo; è sufficiente che lo sia in

modo tale da scartare f_i^* , che differisce da f_i di $2f_i$ (²). Si tratta perciò sempre di una selettività modesta di fronte a quella che deve essere posseduta dall'amplificatore di media frequenza, per cui la selettività del ricevitore nel suo complesso dipende poco dal preselettore; *essa dipende essenzialmente dai circuiti di media frequenza.*

Prima di accennare ad altre proprietà dei ricevitori supereterodina è conveniente fissare le idee su uno schema elettrico concreto, il che faremo nel numero seguente.

4. — Schema elettrico semplificato di un ricevitore supereterodina.

Nella figura 5 è schematizzato un ricevitore supereterodina per radiodiffusione attuato con tubi; successivamente esamineremo il corrispondente schema a transistori. Nello schema della figura 5 sono indicate solamente le parti essenziali che servono ad illustrare quanto è stato detto nei paragrafi precedenti; uno schema più completo sarà esaminato nel n.7.

Lo stadio preselettore è semplicemente costituito da un circuito risonante L_1C_1 , accordabile di volta in volta sulla frequenza f_i che si vuol ricevere. Il circuito risonante è accoppiato all'antenna per mutua induzione: il complesso dei due induttori accoppiati, T_e , è detto *trasformatore di entrata*; A e T sono i morsetti *antenna-terra* dell'apparecchio.

L'oscillazione a frequenza f_i presente ai capi del circuito L_1C_1 è applicata (col solito metodo della capacità, C_{a1} , e resistenza, R_{a1}) all'apposita griglia di controllo di un tubo *pentagriglia convertitore* (Cap. VIII, n. 2), polarizzata mediante la tensione E_{g1} di cui vedremo in seguito la provenienza. Lo schema del convertitore di frequenza è quello medesimo che è stato preso in considerazione nel n. 2 del Cap. VIII (fig. 8) (³); la

(²) - Ciò è manifestamente tanto più semplice quanto più alto è il valore di f_i . Poichè, d'altra parte, l'amplificazione in media frequenza è tanto più agevole quanto più basso è f_i , si è trovato conveniente, quale soluzione di compromesso, scegliere per f_i valori compresi fra 300 e 600 kHz. I valori più usati nei ricevitori per la radiodiffusione sono dell'ordine di 450 ÷ 500 kHz, con preferenza in Italia per $f_i = 470$ kHz; in quest'ultimo caso (che è poi quello dell'esempio considerato nel testo) la frequenza immagine differisce di 940 kHz da quella che si vuol ricevere.

(³) - Nella sopracitata figura la resistenza di polarizzazione R_p era in parallelo a C_p : l'averla collegata fra griglia e massa, come è fatto nello schema attuale, non modifica il meccanismo della polarizzazione automatica (Cap. V. n. 5). La variante circuitale introdotta è legata al fatto che (come vedremo in relazione alla fig. 6) in serie all'induttore L_2 è sempre posto un condensatore C_2' il quale interrompe il circuito griglia-catodo rendendo impossibile la polarizzazione con la resistenza R_p in parallelo a C_p .

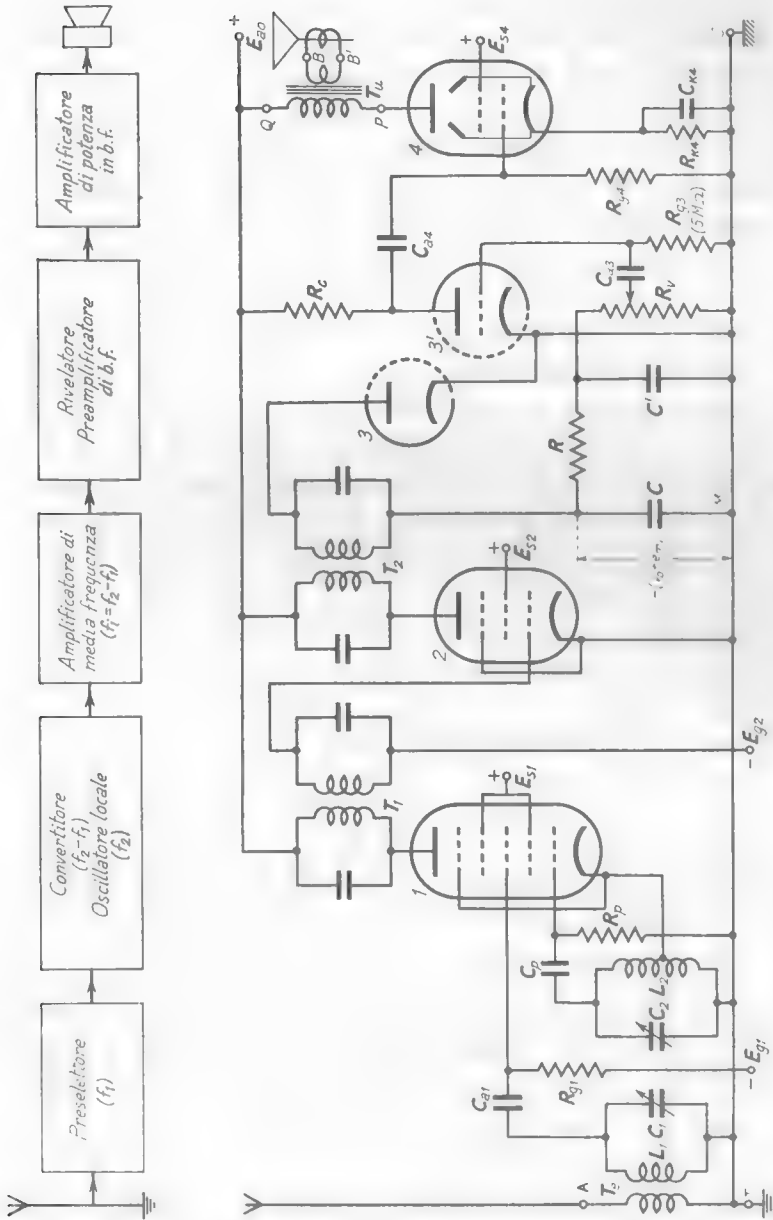


Fig. 5 — Schema semplificato di un ricevitore a tubi per radiodiffusione.

regolazione della frequenza dell'oscillatore, $f_2 = f_1 + f_i$, è eseguita mediante variazione del condensatore C_2 che viene mosso, con un comando unico, insieme al condensatore C_1 del preselettore. I condensatori C_1 e C_2 si scelgono di solito uguali ed il necessario scarto della frequenza di accordo fra i circuiti $L_1 C_1$ ed $L_2 C_2$ viene ottenuto con un'opportuna scelta dell'induttanza e con l'aggiunta di condensatori semifissi (*compensatori*), che si regolano una volta tanto in sede di collaudo. Affinchè lo scarto di frequenza si mantenga sufficientemente costante durante tutta la rotazione dei condensatori variabili si è trovato necessario disporre in serie al circuito $L_2 C_2$ un condensatore C_2' (formato da un condensatore fisso di capacità circa doppia di C_2 avente in parallelo un piccolo compensatore), e di porre in parallelo a C_1 ed a C_2 due compensatori (di capacità assai piccola di fronte a C_1 e C_2) detti *trimmers*. Ciò è mostrato nella figura 6 che riproduce, completati, i circuiti risonanti del preselettore e dell'oscillatore locale della figura 5. Ordinariamente i radioappari

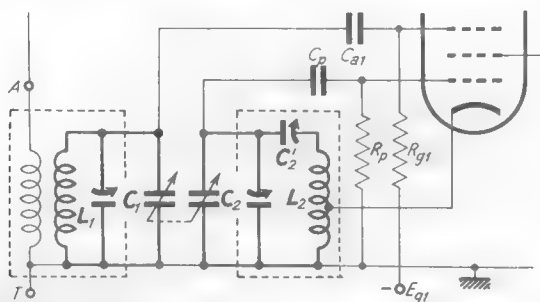


Fig. 6 — Disposizione dei compensatori nei circuiti risonanti del preselettore e dell'oscillatore locale: i circuiti risonanti sono indicati a tratto grosso.

hanno la possibilità di ricevere un vasto campo di frequenze, che va dalle onde corte alle medie ed alle lunghe: per ottenere questo, mediante un apposito commutatore si variano, per le varie gamme di frequenza, gli elementi che nella figura 6 sono racchiusi entro i due rettangoli tratteggiati; la manovra per la *commutazione di gamma* non è riportata per non complicare troppo lo schema.

L'accoppiamento fra il tubo convertitore e l'amplificatore di media frequenza è del tipo a filtro di banda; il complesso dei due induttori accoppiati è detto *trasformatore di media frequenza*. L'accoppiamento è all'incirca quello critico (Cap. II, nn. 12-13); l'accordo dei due circuiti

risonanti sulla medesima frequenza f_i viene eseguito in sede di collaudo variando i rispettivi condensatori (di tipo semifisso), oppure variando le induttanze, opportunamente dotate di un nucleo di materiale ferromagnetico adatto per radiofrequenze (Cap. II, n. 1), spostabile entro gli avvolgimenti degli induttori.

L'amplificatore di media frequenza è costituito da un solo stadio di amplificazione a filtro di banda attuato col pentodo 2 (Cap. III, n. 3). Il rivelatore è del tipo a diodo ed il circuito è del tutto identico a quello già da noi esaminato nel Cap. VII, fig. 18 (n. 7). Come in quel caso, la tensione rivelata e depurata dalle componenti a radiofrequenza (*seghettatura*) è applicata ad un amplificatore di bassa frequenza tramite un partitore resistivo (R_v) che provvede alla *regolazione* (o controllo) di *volume*. L'amplificatore è a due stadi di cui il primo è del tipo a resistenza, attuato con il triodo 3' (facente parte di un unico bulbo col diodo 3) e la resistenza R_c . Esso è accoppiato mediante il condensatore C_u allo stadio di amplificazione di potenza, attuato col tubo a fascio 4 ed il trasformatore T_u (*trasformatore d'uscita*): al secondario di questo è collegato l'altoparlante.

La costituzione tipica di un altoparlante è la seguente: entro l'interfero cilindrico di un potente elettromagnete o, più comunemente, di un magnete permanente ⁽⁴⁾ è posta una leggera bobina cilindrica (*bobina mobile*) costituita da poche spire di filo smaltato avvolte su un cilindro di carta bachelizzata: l'avvolgimento è collegato ai morsetti BB' del secondario del *trasformatore d'uscita* T_u del ricevitore ed è quindi percorso dall'intensa corrente alternata che costituisce il segnale di bassa frequenza ⁽⁵⁾. La bobina vibra quindi entro il campo magnetico del traferro col ritmo della corrente alternata e con ampiezza proporzionale alla sua ampiezza. La bobinetta è collegata al vertice di un cono di carta speciale fissato alla base ad una flangia rigida e gli comunica le vibrazioni; il cono, poi, diffonde nell'aria le vibrazioni riproducendo il suono che, nella stazione trasmittente, tramite il microfono, aveva dato

⁽⁴⁾ - L'altoparlante si dice *elettrodinamico* o *magnetodinamico* a seconda che il campo magnetico è prodotto da un elettromagnete o da un magnete permanente.

⁽⁵⁾ - La bobina mobile ha un'impedenza (per le correnti a frequenza fonica) di pochi ohm; perciò il trasformatore T_u deve avere un forte rapporto in discesa onde stabilire il necessario adattamento fra l'impedenza della bobina e l'amplificatore (Vol. I, Cap. XII).

origine al segnale modulante ⁽⁶⁾.

Lo schema di un ricevitore a transistori segue le medesime linee generali di quello di un ricevitore a tubi: uno schema semplificato di ricevitore per la radiodiffusione è indicato nella figura 7.

Nello schema, a partire da sinistra, si nota lo *stadio preselettore*, costituito dal circuito risonante $L_1 C_1$, accoppiato all'antenna per mutua induzione; il *trasformatore d'entrata* T_e ha normalmente un nucleo di materiale ferromagnetico. Nei piccoli ricevitori portatili il suddetto nucleo è generalmente una bacchetta di *ferrite* (Cap. II, n. 1) di una decina di centimetri di lunghezza e di circa un centimetro di diametro. Se la bacchetta è disposta secondo le linee di forza (orizzontali) del campo magnetico dell'onda che si vuol ricevere, essa diviene sede di un flusso magnetico alternato che genera in L_1 una f.e.m. alternata avente le caratteristiche dell'onda elettromagnetica. Il complesso si comporta quindi come un'antenna ricevente (*antenna magnetica*) che fa funzionare il ricevitore anche con antenna esterna staccata.

Il preselettore è collegato alla base del transistor I tramite la capacità C_{at} ; il collegamento avviene per via *autotrasformatrice* per evitare che la bassa impedenza, offerta dal transistor fra base e massa, abbassi troppo il coefficiente di risonanza del circuito $L_1 C_1$, allargandone intollerabilmente la banda passante (Cap. IV, n. 4; Cap. II, n. 11, fig. 23). Il transistor I , alla cui base giunge l'oscillazione a frequenza f_1 che si vuol ricevere, fa parte del convertitore di frequenza, che è esattamente dello stesso tipo studiato nel n. 3 del Cap. VIII (*convertitore oscillante*; fig. 12). La frequenza f_2 dell'oscillatore è regolata agendo sul condensatore variabile C_2 : il comando di C_2 e di C_1 è unico ed è tale che

(6) - A scopo illustrativo formiamo alcuni dati circa l'elevazione progressiva di tensione che si ha nei successivi stadi del ricevitore, dall'antenna al rivelatore: la tensione applicata alla griglia di controllo del convertitore è 5÷6 volte maggiore di quella che si ha fra i morsetti di ingresso AT del ricevitore, per effetto del circuito risonante del preselettore. Nel tubo pentagriglia, oltre che la conversione di frequenza, si ha anche un'amplificazione che può ritenersi dell'ordine di 50÷60; ne risulta che la tensione applicata alla griglia del tubo 2 è 250÷350 volte quella presente ai morsetti d'ingresso del ricevitore. L'amplificazione dello stadio di media frequenza è dell'ordine di 200, per cui la tensione applicata al rivelatore risulta dell'ordine di $5 \div 7 \cdot 10^4$ volte quella di ingresso. L'aggiunta di un secondo stadio di amplificazione di media frequenza moltiplicherebbe per circa 200 la cifra precedente, mentre l'aggiunta di un tubo amplificatore nel circuito preselettore la moltiplicherebbe per circa 100.

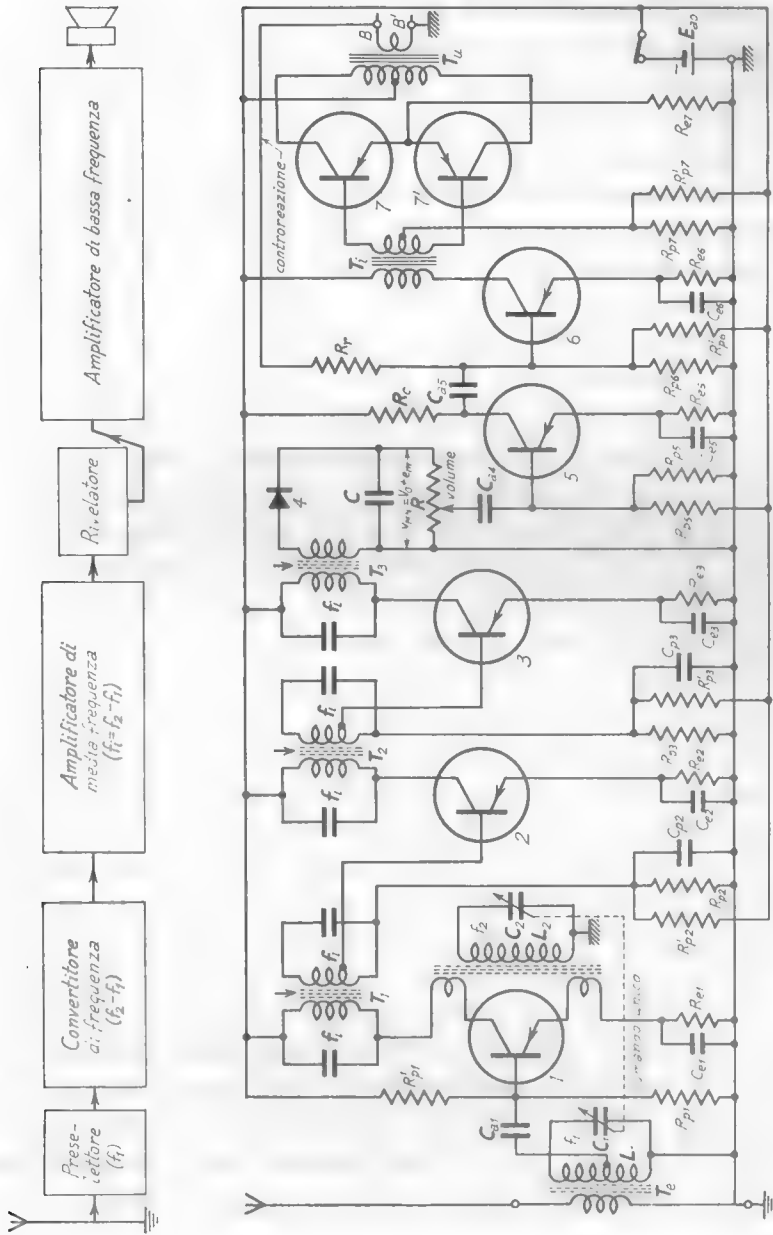


Fig. 7 — Schema semplificato di un ricevitore radiofonico a transistori.

le frequenze di accordo dei circuiti L_2C_2 ed L_1C_1 differiscano sempre della frequenza f_i , prestabilita per la media frequenza (*).

L'oscillazione convertita, a frequenza $f_i = f_2 - f_1$ (ad es. 470 kHz), è disponibile all'uscita del filtro di banda del convertitore, accordato sulla frequenza f_i ; il *trasformatore di media frequenza*, T_1 , è dotato di nucleo ferromagnetico mobile che consente l'accordo preventivo dei circuiti risonanti sulla frequenza f_i . L'oscillazione convertita è prelevata per via autotrasformatrice dal secondario del filtro di banda ed è applicata alla base del transistor 2.

Questo ed il successivo transistor 3 fanno parte di un amplificatore a due stadi accordati sulla frequenza f_i (*amplificatore di media frequenza*) che è del tipo studiato nel Cap. IV, n. 6 (fig. 16). Nonostante che l'amplificatore operi in alta frequenza, manca la neutralizzazione; è pertanto presente un'interazione fra i circuiti di collettore e di base, ma un'accurata progettazione e costruzione possono far sì che essa non risulti dannosa (*amplificatori con interazione controllata*; Cap. IV, n. 6).

Il segnale d'uscita dell'amplificatore di media frequenza è applicato al *rivelatore*, attuato col diodo a cristallo 4 ed il gruppo di rivelazione CR . Il circuito del rivelatore ed il modo con cui il segnale rivelato è applicato al successivo amplificatore di bassa frequenza sono esattamente i medesimi studiati nel Cap. VII, n. 7 (fig. 15 a).

L'*amplificatore di bassa frequenza*, destinato all'amplificatore del segnale rivelato ed alla sua applicazione all'altoparlante, è a tre stadi, del tipo già esaminato nel Vol. I, Cap. XII, n. 8 (fig. 34). Il primo stadio (transistor 5), del tipo a resistenza, riceve il segnale dal partitore R (*regolatore di volume*) e lo applica, amplificato, alla base del transistor 6; questo, insieme col trasformatore T_1 , costituisce l'amplificatore che alimenta in controfase le basi dello stadio finale di potenza. È, questo, un amplificatore in push-pull che, a mezzo del *trasformatore d'uscita* T_u , alimenta la *bobina mobile* dell'altoparlante, non indicata in figura. I due stadi finali dell'amplificatore di bassa frequenza (stadi 6 e 7) sono controeazionati prelevando il segnale dai morsetti secondari del trasformatore d'uscita ($B B'$) ed applicandolo, opportunamente ridotto dalla resistenza R_r , fra la base del transistor 6 e la massa.

(*) - Come nel ricevitore a tubi, anche in questo caso occorrerebbe fare le osservazioni che ci hanno condotto alla fig. 6.

L'intero ricevitore è alimentato da una batteria di pile E_{a_0} (normalmente $9 \div 12V$). Le polarizzazioni delle basi sono tutte compiute col metodo dei partitori resistivi (Vol. I, Cap. X, n. 14, fig. 46): i vari partitori sono indicati coi simboli R_p , R_p' . Ogni transistorore è *stabilizzato* con una resistenza in serie all'emettitore (Vol. I, Cap. X, n. 14); a differenza che in tutti gli altri stadi, nell'ultimo la resistenza R_e non ha in parallelo il relativo condensatore C_e ; esso non è necessario perchè le correnti alternate dei due transistori 7, 7' in push-pull sono uguali e di segno opposto, per cui non producono alcun segnale ai capi della resistenza (R_{e7}). Ulteriori particolari sulla costituzione del ricevitore saranno visti nel n. 6.

5. — Selettività e fedeltà di un ricevitore.

Concretate ormai, con gli schemi elettrici visti nel numero precedente, le nozioni apprese, siamo in grado di affinare le conoscenze delle proprietà del ricevitore supereterodina particolarmente per ciò che riguarda i suoi requisiti essenziali che sono la sensibilità, la selettività e la fedeltà; ci occuperemo ora della selettività e della fedeltà.

La *selettività* è la proprietà che permette ad un radoricevitore di discriminare, fra tutte le f.e.m. indotte nell'antenna dalle varie onde in arrivo, quella che ha la frequenza desiderata. Essa dipende, come sappiamo, dai circuiti di media frequenza; ad esempio, nel ricevitore della figura 5, essa dipende praticamente dai due filtri di banda T_1 e T_2 ; in quello della figura 7 dai filtri di banda T_1 , T_2 e dal circuito risonante primario di T_3 .

La *fedeltà* esprime il grado di accuratezza con cui il ricevitore riproduce in uscita il segnale di bassa frequenza; fedeltà è sinonimo di uniforme riproduzione delle varie frequenze che compongono il segnale. Essa dipende quindi dall'amplificatore di bassa frequenza ma dipende anche in grande misura dalla curva di risposta dei circuiti di media frequenza, come fra un momento vedremo; poichè da tale curva dipende anche la selettività, ne deriva che fedeltà e selettività sono in qualche misura legate fra loro. Vedremo, anzi, che *la fedeltà del ricevitore è antitetica con la selettività nel senso che più un ricevitore è selettivo meno è fedele*.

Se la curva di risposta dei circuiti di media frequenza avesse l'andamento ideale della figura 3 a), con Δf uguale alla larghezza del canale

di frequenza dell'oscillazione modulata, tutte le frequenze che compongono lo spettro di modulazione (Cap. I, n. 7) sarebbero trattate ugualmente, per cui il segnale non risulterebbe in alcun modo alterato; la selettività sarebbe poi perfetta perchè, anche se esistesse un canale di frequenza strettamente adiacente a quello desiderato (Cap. I, n. 9, fig. 14), esso risulterebbe completamente scartato. Nel caso reale invece (fig. 3 b) la risposta alle varie frequenze entro l'intervallo Δf non è uniforme e risultano depresse le oscillazioni laterali più discoste dalla portante, che

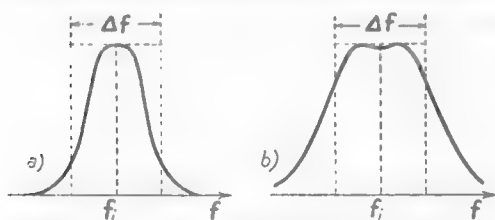


Fig. 8 — a) Curva di risposta stretta: buona selettività, scarsa fedeltà. b) Curva di risposta larga: scarsa selettività, buona fedeltà.

corrispondono alle frequenze più elevate dello spettro del segnale; contemporaneamente la selettività non è più perfetta perchè la risposta fuori dell'intervallo Δf non è completamente nulla. Nell'intento di migliorare la selettività si può rendere più acuta la curva di risposta, nel modo indicato nella figura 8 a); con ciò però

si riduce inevitabilmente la fedeltà, risultandone sostanzialmente una riduzione dei toni alti. Se si vuole invece aumentare la fedeltà si può allargare la curva di risposta (fig. 8 b), riducendo però inevitabilmente la selettività; giungono in tal caso al rivelatore non soltanto le oscillazioni che compongono lo spettro di modulazione corrispondente alla trasmissione desiderata, ma anche le oscillazioni appartenenti a canali adiacenti, quasi inevitabilmente presenti data la pleora delle stazioni trasmettenti. Tali oscillazioni spurie, *battendo* con quelle utili (Cap. VII, n. 11), producono dopo rivelazione (*rivelazione eterodina* compiuta dal rivelatore a diodo) oscillazioni di bassa frequenza che si traducono in noiosi fischi all'uscita del ricevitore (fischi di *interferenza*).

Nei ricevitori professionali interessa della fedeltà solo quel tanto che basta per la comprensibilità delle parole, mentre è molto necessaria la selettività; la curva di risposta è quindi mantenuta relativamente stretta. Nei ricevitori per radiodiffusione è necessaria sia la fedeltà che la selettività, per cui si deve inevitabilmente ricorrere ad un compromesso fra le due; fra gli innumerevoli tipi di radiorecipienti domestici ve ne sono alcuni più selettivi e meno fedeli, altri in cui è invece curata

la fedeltà a scapito della selettività. In alcuni ricevitori, sia professionali che di radiodiffusione, è predisposto un comando che permette di regolare entro determinati limiti la selettività e di conseguenza la fedeltà; ciò può ottenersi, ad esempio, variando l'accoppiamento fra primario e secondario dei trasformatori di media frequenza, oppure disponendo in parallelo ai circuiti risonanti opportuni resistori commutabili.

I battimenti fra le oscillazioni di due canali adiacenti non sono l'unica forma di *interferenza* che si manifesta nei ricevitori. Anche la *frequenza immagine*, se non è perfettamente soppressa, può produrre effetti analoghi; vi sono poi molteplici altre cause, difficilmente spiegabili, che complessivamente danno luogo a fischi, fruscii e soffi, a tutti ben noti. Questi disturbi nella loro composizione armonica hanno una notevole percentuale di toni acuti; avviene allora che se l'amplificazione di bassa frequenza è, ad arte, ridotta in corrispondenza alle frequenze acustiche più elevate, i disturbi giungono attenuati al nostro orecchio. Naturalmente in tal modo anche i toni acuti contenuti nella parola e nella musica risultano attenuati; ma l'esperienza insegna che il nostro orecchio preferisce ciò ai disturbi. Per questo motivo nella maggior parte dei ricevitori

si ha la possibilità di regolare la risposta dell'amplificatore di bassa frequenza in modo da attenuare in maniera maggiore o minore le frequenze elevate. Uno dei metodi più comunemente usati è quello di shuntare con una capacità l'uscita dello stadio a resistenza dell'amplificatore di bassa frequenza (tubo 3' nella fig. 5; transistori 5 nella fig. 7); con ciò si esalta l'abbassamento alle alte frequenze della curva di risposta già spontaneamente prodotto dalle capacità interelettrodiche (Vol. I, Cap. XI, n. 2, fig. 4, 5). La figura 9 mostra l'applicazione di questo metodo di *regolazione di tono* al ricevitore della figura 5⁽⁸⁾; il condensatore C_1 ha un

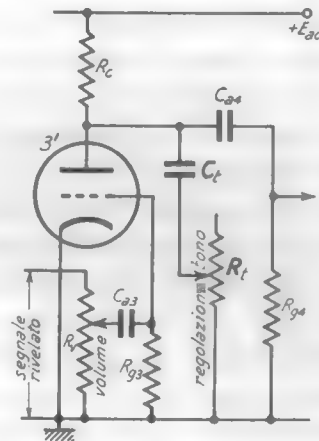


Fig. 9 — Circuito per la regolazione di tono.

(8) - Lo stesso metodo era già stato accennato nel Vol. I (Cap. XIV, n. 3, fig. 7) in relazione all'attuazione di un amplificatore fonico.

valore di $3000 \div 5000$ pF, il reostato R_i , valori dell'ordine di $0,5 \div 1$ M Ω . Allorchè il cursore del reostato è tutto in alto, l'effetto shuntante del condensatore è massimo; esso risulta tanto minore quanto più grande è il valore della resistenza inserita. Regolando il reostato si ha così modo di dosare l'effetto shuntante di C_i e quindi di regolare l'attenuazione dei toni alti.

6. — Sensibilità di un ricevitore e sua regolazione automatica.

Una delle doti fondamentali di un ricevitore è la sua *sensibilità*, ossia la sua capacità di permettere la ricezione con onde in arrivo di intensità molto piccole. Essa dipende dall'amplificazione degli stadi che precedono il rivelatore; l'uso di un numero conveniente di amplificatori di media frequenza permette teoricamente di raggiungere la sensibilità che si desidera ⁽⁹⁾.

Generalmente i ricevitori vengono costruiti con sensibilità abbastanza grande così da poter ricevere stazioni lontane e deboli. Poichè tale sensibilità risulta inutile per la ricezione delle stazioni vicine e potenti, in tutti i ricevitori vi è un apposito organo per la regolazione della sensibilità, ossia dell'amplificazione degli stadi che precedono il rivelatore: essa viene eseguita, in tutti i moderni ricevitori, *variando la polarizzazione (di griglia o di base) dei tubi o dei transistori a monte del rivelatore*, secondo i metodi già introdotti nel Cap. III (n.6) e nel Cap. IV (n.7).

Tale regolazione di sensibilità è generalmente attuata automaticamente, nel senso che, quando il ricevitore viene *sintonizzato* (ossia accordato) su una stazione trasmittente di forte intensità, l'oscillazione stessa ricevuta provvede a diminuire la sensibilità del ricevitore, regolando (nel modo che vedremo) la polarizzazione degli stadi a monte del rivelatore; la sensibilità è invece massima allorchè l'onda ricevuta è molto debole.

La regolazione automatica di sensibilità ⁽¹⁰⁾ offre grandi vantaggi

⁽⁹⁾ - Vedremo, peraltro, nel n. 9 e seguenti, che l'esistenza del *rumore* impone un limite al raggiungimento di una sensibilità alta quanto si vuole.

⁽¹⁰⁾ - Essa è detta anche *controllo automatico di volume* ma questa dizione è impropria; è la *sensibilità* che viene regolata e non l'intensità della riproduzione sonora (*volume*).

per la ricezione: essa, infatti, consente di ottenere, per le stazioni trasmettenti lontane, un'intensità della riproduzione acustica costante nonostante che l'intensità dell'onda in arrivo vari continuamente per effetto di irregolarità nella sua propagazione. In assenza della regolazione automatica la ricezione subirebbe continue fluttuazioni ed affievolimenti detti *fading* (Cap. XV, nn. 6, 7); per questo la regolazione automatica della sensibilità è anche detta *comando antifading*. Un altro grande vantaggio è la *riduzione dei disturbi* di origine esterna ai ricevitori, di cui parleremo nel n. 9.

Per ottenere la tensione di polarizzazione necessaria per la regolazione automatica della sensibilità si sfrutta una proprietà della rivelazione, a suo tempo messa in luce: si è visto (Cap. VII, n. 6) che la tensione ottenuta rivelando un'oscillazione modulata può pensarsi come la somma di *una componente continua* e di una componente alternata avente la frequenza del segnale modulante (oltre che di componenti di alta frequenza). La componente continua è sensibilmente proporzionale all'ampiezza dell'onda portante e perciò può essere utilizzata per la regolazione automatica della sensibilità: i metodi sono quelli medesimi che abbiamo già indicato nel n. 7 del Cap. VII.

Nel caso dei ricevitori a tubi la tensione continua necessaria per la regolazione automatica di sensibilità deve essere negativa, dovendo costituire la tensione di polarizzazione dei tubi da regularsi, scelti naturalmente del tipo *a conduttanza mutua variabile* (Cap. III, n. 6, fig. 15). Essa viene prelevata ai capi del condensatore di rivelazione C , fra i punti N ed M (fig. 5), dove è appunto disponibile una tensione $v_{NM} = -(V_o + e_m)$, come si è visto nel Cap. VII (n. 7, fig. 16). Il prelievo avviene tramite un filtro passa-basso a resistenza e capacità (R_f, C_f) dimensionato in modo tale da evitare che il segnale rivelato e_m possa giungere alle griglia dei tubi su cui si esercita la regolazione automatica di sensibilità (tubi *regolati*).

Nella figura 10 è mostrata, come esempio, l'applicazione della regolazione automatica della sensibilità al ricevitore della figura 5, limitatamente allo stadio di amplificazione di media frequenza (pentodo 2): nello schema sono indicate le sole parti che hanno attinenza colla regolazione della sensibilità; inoltre il circuito di regolazione è disegnato più grosso del resto. Il meccanismo della regolazione è abbastanza intuitivo: se l'intensità dell'onda che arriva in antenna aumenta, anche l'am-

piezza media dell'oscillazione di media frequenza applicata al rivelatore tende a crescere, causando un aumento di V_o . Aumenta allora in valore assoluto la polarizzazione negativa del pentodo 2 ⁽¹¹⁾, che viene così portato a lavorare in condizioni di minor conduttanza mutua (Cap. III, n. 6, fig. 16). Ciò tende a far diminuire l'amplificazione e, con ciò, a

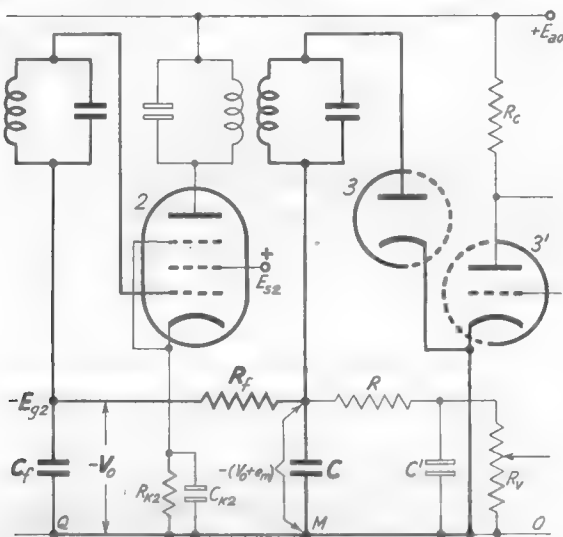


Fig. 10 — Applicazione della regolazione automatica della sensibilità al ricevitore della figura 5.

contenere l'aumento dell'ampiezza media dell'oscillazione di uscita in limiti assai minori che in assenza di regolazione.

Nei ricevitori a transistori la regolazione della sensibilità è basata sulla proprietà che l'amplificazione di un amplificatore a transistori *aumenta o diminuisce all'aumentare od al diminuire (in valore assoluto) della tensione di polarizzazione di base*. Come si è detto nel n. 6 del Cap. IV, per compiere la regolazione si polarizza la base sovrapponendo alla normale tensione di polarizzazione (ottenuta dalla tensione di alimentazione mediante partitore) una *tensione di regolazione* di segno opposto: più grande è questa, minore diviene la risultante tensione di polarizzazione e conseguentemente più piccola risulta l'amplificazione. Nei ricevitori si applica precisamente il metodo suddetto usando lo

⁽¹¹⁾ - La polarizzazione base del tubo è fornita dal gruppo di polarizzazione catodica $R_{k2} C_{k2}$.

schema di principio della figura 21 *b*) del Cap. IV (n. 6), che si traduce nello schema pratico della figura 23 *b*) del medesimo capitolo. Nel caso dei transistori *p-n-p* la tensione di polarizzazione è negativa, per cui la tensione di regolazione (con essa contrastante) deve essere positiva: essa è ricavata dalla tensione continua V_o che si ha ai capi della capacità C del rivelatore, fra i punti M ed N (fig. 7). Il prelievo è effettuato, come nei ricevitori a tubi, mediante un filtro passa-basso R_f, C_f , secondo lo schema già visto nel Cap. VII (n. 7, fig. 15 *b*).

Nella figura 11 è mostrata l'applicazione della regolazione automatica della sensibilità al primo stadio di amplificazione in media fre-

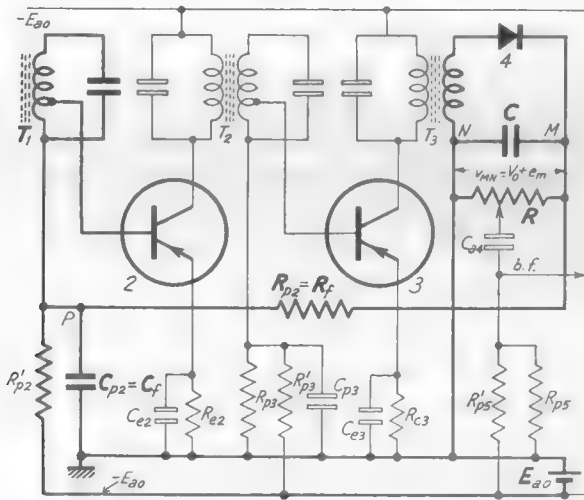


Fig. 11 — Applicazione della regolazione automatica della sensibilità al ricevitore della figura 7.

quenza (transistore 2) del ricevitore della figura 7; come nella figura 10 il circuito di regolazione è disegnato più grosso del resto. Il meccanismo della regolazione è il seguente: la polarizzazione del transistore 2 è il risultato dell'applicazione alla base delle tensioni $-E_{a0}$ e V_o tramite la resistenza R'_{p2} e la resistenza $R_{p2} = R_f$ (che, insieme a $C_{p2} = C_f$ costituisce il filtro passa-basso). All'aumentare ed al diminuire dell'ampiezza media dell'onda, aumenta e diminuisce l'ampiezza media dell'oscillazione a media frequenza applicata al rivelatore e corrispondentemente il valore di V_o ; allora la polarizzazione negativa della base diminuisce ed aumenta in corrispondenza e le stesse vicende subisce l'amplificazione e, rispettivamente, la sensibilità del ricevitore.

7. — Schemi completi di ricevitori radiofonici.

Lo studio compiuto in questi ultimi paragrafi ci mette in grado di comprendere lo schema completo di semplici ricevitori radiofonici; quello della figura 12 riproduce, completato, lo schema della figura 5. Esso utilizza i cinque tubi seguenti: 1) *6BE6*, pentagriglia convertitore; 2) *6BA6*, pentodo a conduttanza mutua variabile ⁽¹²⁾; 3) *6AT6*, doppio diodo-triodo (uno dei diodi non è utilizzato); 4) *6AQ5*, tubo di potenza per b.f. a fascio ⁽¹³⁾; 5) *6X4*, doppio diodo raddrizzatore.

L'alimentazione anodica ($E_{ao}=250\text{ V}$) è ottenuta mediante un raddrizzatore a doppia semionda (in basso, a destra), del tipo studiato nel Vol. I, Cap. XIV (n. 3, fig. 8). Il circuito per l'accensione dei filamenti dei tubi non è indicato per non complicare lo schema; la tensione di accensione ($6,3\text{ V}$) è ottenuta da un secondario del *trasformatore di alimentazione* T_a . La tensione di schermo è ottenuta per connessione diretta all'alimentatore nel tubo *6AQ5* e mediante *resistenza di caduta*, col relativo *condensatore di fuga* nei tubi *6BE6* e *6BA6* ⁽¹⁴⁾.

Lo stadio preselettore ed il convertitore di frequenza sono quelli stessi delle figure 5 e 6; la polarizzazione della griglia di controllo del convertitore ($-E_{g1}$ nella fig. 6) è la tensione stessa della *regolazione automatica di sensibilità* ($-V_o$), disponibile ai capi PQ del condensatore C_f . I valori delle capacità di condensatori variabili e dei compensatori presenti nei circuiti risonanti del preselettore e dell'oscillatore locale (n. 4, fig. 6) si riferiscono alla gamma delle onde medie.

Nell'amplificatore a frequenza intermedia (*6BA6*) non vi è nulla da osservare all'infuori del sistema di polarizzazione della griglia di comando; come nello schema della figura 10 (n. 6), il gruppo di polariz-

⁽¹²⁾ - Il tubo opera nelle seguenti condizioni di riposo: $V_{ao}=250\text{ V}$, $V_{so}=100\text{ V}$, $V_{g0}=-1\text{ V}$, $I_{ao}=11\text{ mA}$, $I_{so}=4,2\text{ mA}$. In tali condizioni si ha $r_a\cong 1\text{ M}\Omega$, $g_m=4,4\text{ mA/V}$; la conduttanza mutua si riduce a $g_m=40\text{ }\mu\text{A/V}$ per $V_g=-20\text{ V}$. La polarizzazione di griglia base ($V_{g0}=-1\text{ V}$) è ottenuta col gruppo di polarizzazione catodica; la tensione della regolazione automatica della sensibilità aumenta, in valore assoluto, la polarizzazione.

⁽¹³⁾ - Il tubo opera nelle seguenti condizioni di riposo: $V_{ao}=250\text{ V}$, $V_{so}=250\text{ V}$, $V_{g0}=-12,5\text{ V}$ (prodotta dal gruppo di polarizzazione catodica), $I_{ao}=45\text{ mA}$, $I_{so}=5\text{ mA}$.

⁽¹⁴⁾ - I due tubi hanno la medesima tensione di schermo, $V_{so}=100\text{ V}$; pertanto i due schermi sono connessi fra loro ed alimentati attraverso ad un'unica resistenza di $15\text{ k}\Omega$. Questa, percorsa dalla somma delle correnti di schermo dei due tubi ($6,8\text{ mA}$ nel primo, $4,2\text{ mA}$ nel secondo), produce la voluta caduta di tensione di 200 V .

zazione catodica fornisce la polarizzazione base, mentre la tensione che provvede alla regolazione automatica della sensibilità giunge direttamente alla griglia tramite la bobina secondaria del *trasformatore di media frequenza* T_1 .

Il circuito di rivelazione e di regolazione di volume riproduce, quotato, quello dello schema della figura 5; il circuito della regolazione automatica della sensibilità è il medesimo di quello studiato nel n.6 (fig. 10), ma agisce anche sulla griglia di controllo del tubo pentagriglia. Nell'amplificatore di bassa frequenza, attuato secondo lo schema della figura 5 col triodo *6AT6* ed il tubo a fascio *6AQ5*, si deve notare la *regolazione di tono* ottenuta con l'artificio indicato nel n.5 (fig. 9). Il *trasformatore d'uscita* T_u deve essere dimensionato in modo che la resistenza dell'altoparlante (connesso ai morsetti *BB'*) si trasformi in una resistenza di carico di valore ottimo per ottenere massima potenza di uscita con minime distorsioni (Vol. I, Cap. XII, n. 6); per il tubo *6AQ5* il valore ottimo di R_c è 5000Ω , a cui corrisponde una *potenza d'uscita indistorta* di circa 2,5 W.

Lo schema della figura 12 è tipico per un gran numero di radioricevitori a tubi; spesso solo piccole varianti nei circuiti di regolazione fanno differire i vari schemi fra loro. Esistono peraltro ricevitori più complessi: in alcuni al posto del semplice circuito preselettore vi è un tubo amplificatore di alta frequenza; in altri invece è curata la riproduzione fonica e nello stadio finale vi è un push-pull di tubi a fascio. Molti ricevitori sono dotati di un *indicatore di sintonia* (o di *accordo*), cioè di un dispositivo che consenta di apprezzare con un certo rigore (invece che grossolanamente, ad orecchio) quando il ricevitore è accordato (*sintonizzato*) sulla stazione che si vuol ricevere. Per attuare l'indicatore di sintonia si sfrutta il fatto che la tensione della regolazione automatica di sensibilità ($-V_o$) ha valore assoluto massimo, per una certa stazione, quando il ricevitore è perfettamente accordato, perchè massima è, in tali condizioni, l'ampiezza media delle oscillazioni che giungono al rivelatore. La forma più semplice di indicatore di sintonia è un voltmetro ⁽¹⁵⁾, disposto ai capi del condensatore C , fra i punti P e Q

⁽¹⁵⁾ - Il voltmetro deve avere una resistenza interna molto elevata onde non disturbare il circuito di regolazione automatica a cui è connesso. Si confronti a questo proposito il testo: S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche* (Cap. II, n. 4; Cap. XI, n. 1).

(fig. 12), il quale misuri la sopradetta tensione di regolazione. Più usato è, però, il cosiddetto *occhio magico*, a tutti noto, il cui principio di funzionamento è simile a quello di un oscillografo catodico: la tensione che comanda la placchetta deviatrice che varia le dimensioni dell'ombra proiettata sullo schermo fluorescente è ricavata ai capi del condensatore C_1 (fig. 12) ed è perciò massima quando il ricevitore è accordato.

Come si è fatto per il ricevitore a tubi, potrebbe essere esaminato lo schema pratico completo di un ricevitore a transistori; ma la sua lettura risulterebbe sempre un po' disagiata, non tanto per la complicazione, quanto per la concentrazione dei particolari, imposta dalla limitatezza dell'estensione di una pagina. Sostanzialmente lo schema può essere considerato quello stesso della figura 7 con le seguenti modifiche principali: 1) Aggiunta dei compensatori nei circuiti risonanti del preselettore (f_1) e dell'oscillatore locale (f_2), fatta coi criteri visti nel n. 4 (fig. 6) al fine di ottenere il comando unico di sintonia; 2) Aggiunta del circuito per la regolazione automatica della sensibilità, fatta coi criteri visti nel n. 6, seguendo esattamente il metodo della figura 11; 3) Aggiunta di un eventuale *diode smorzatore*.

Il diode smorzatore è un normale diode a cristallo (del tipo *a punta*) normalmente disposto ai capi del circuito risonante di collettore del transistor convertitore (stadio 1, nello schema della fig. 7) o dell'amplificatore di media frequenza (transistor 2 nella fig. 7). Come è indicato nella figura 13, in serie ad esso è disposta una f. e. m. continua E_d con segno tale da creare una polarizzazione inversa nel diode.

L'entità di E_d è scelta in modo da impedire il passaggio di corrente nel diode in condizioni normali di funzionamento; ma se l'ampiezza dell'oscillazione presente nel circuito risonante supera un predeterminato valore, il diode lascia passare corrente. Ciò provoca una dissipazione di potenza nel circuito risonante, a cui corrisponde una minore ampiezza dell'oscillazione nel circuito risonante secondario e quindi negli stadi seguenti. Lo scopo è quello di impedire che, in presenza di segnali troppo forti, i transistor vadano a funzionare in condizioni decisamente non lineari, con pregiudizio del buon comportamento del ricevitore. La

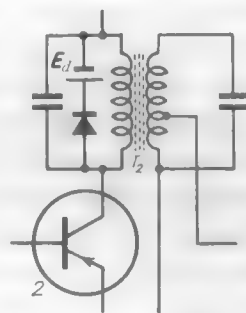


Fig. 13 — Sistemazione del diode smorzatore.

tensione di polarizzazione inversa, generalmente molto piccola (pochi decimi di volt), è ottenuta dalla tensione di alimentazione generale E_a , mediante partitori resistivi o con altri artifici circuitali di cui non è sempre facile trovare una chiara giustificazione.

8. — Ricevitori professionali.

Ci siamo finora occupati di ricevitori per radiodiffusione ma vi è un'altra classe, importantissima, di ricevitori destinati a disimpegnare il traffico radiotelefonico e radiotelegrafico militare e commerciale. Questi ricevitori, detti *professionali*, sono assai più complessi dei ricevitori per radiodiffusione e comportano un numero di tubi o transistori notevolmente maggiore; hanno sensibilità e selettività molto spinte, mentre alla fedeltà non sono rivolte cure particolari. A titolo di esempio accenniamo alle caratteristiche di un ricevitore di questo tipo ⁽¹⁶⁾: esso copre un campo di frequenze da 100 kHz a 20 MHz in cinque gamme; la sintonia, ottenuta colla normale rotazione dei condensatori variabili, è affinabile mediante rotazione, enormemente demoltiplicata, di piccoli condensatori variabili posti in parallelo a quelli principali. La sensibilità, elevatissima, è regolabile automaticamente o manualmente: anche la selettività è regolabile e può essere resa assai acuta con l'uso di un quarzo quale elemento selettivo nella media frequenza (*filtro a quarzo*). Il circuito preselettore è costituito da due stadi di amplificazione a circuito risonante singolo ⁽¹⁷⁾; la conversione di frequenza è ottenuta con un tubo mescolatore ed un tubo oscillatore separati. L'amplificatore di media frequenza ha tre stadi a 450 kHz; del tipo a filtro di banda: in uno di questi è incorporato un risonatore a quarzo che conferisce grande selettività all'amplificatore. L'amplificatore di bassa frequenza è costituito da due stadi di amplificazione a resistenza e capacità e di uno stadio di potenza a trasformatore attuato con due tubi in push-pull; l'uscita è in altoparlante od in cuffia. Sono predisposti circuiti particolari

⁽¹⁶⁾ - Ricevitore HAMMARLUND, *Super-pro*.

⁽¹⁷⁾ - Siccome questi amplificatori devono essere accordati sulle varie frequenze delle onde in arrivo, l'esistenza di un unico circuito risonante, e quindi di un unico condensatore variabile da regolare, costituisce un vantaggio sugli amplificatori a filtro di banda. La banda passante di questi amplificatori è tenuta assai più larga della banda utile Δf (n. 5, fig. 8); alla necessaria selettività provvederanno poi gli amplificatori di media frequenza.

per la riduzione di disturbi, su cui daremo un cenno nel numero seguente; il ricevitore è dotato di uno strumento per l'indicazione di accordo il quale contemporaneamente permette un apprezzamento dell'intensità dell'onda ricevuta ⁽¹⁸⁾. Complessivamente, escludendo l'alimentatore, il ricevitore possiede 16 tubi.

I ricevitori professionali hanno la possibilità di ricevere sia le normali trasmissioni a modulazione di ampiezza, sia le trasmissioni telegrafiche non modulate; la ricezione dei segnali telegrafici non modulati avviene col metodo della *rivelazione eterodina*, studiato nel Cap. VII, n. 11. Si è allora visto che per rendere udibili i segnali non modulati si applica ad un rivelatore, contemporaneamente ai treni di oscillazioni in arrivo di frequenza f , un'oscillazione di frequenza f_o tale che la differenza $|f_o - f|$ sia una frequenza acustica f_o . Nel caso dei ricevitori *supereterodina* le oscillazioni che giungono al diodo rivelatore hanno sempre la frequenza f_i ; sovrapponendo ad esse un'oscillazione di frequenza $f_o = f_i \pm f_o$, nel diodo stesso si com-

pirà la rivelazione eterodina ed in uscita si otterranno i voluti segnali a frequenza f_o . Un normale ricevitore supereterodina può dunque divenire adatto alla ricezione di segnali non modulati con la semplice aggiunta di un oscillatore a frequenza f_o , detto *oscillatore di nota*, disposto nel modo indicato nella figura 14. Generalmente l'oscillatore di nota è sconsnesso dal rivelatore e viene ad esso collegato, mediante apposito interruttore, quando occorre ricevere segnali radiotelegrafici non modulati.

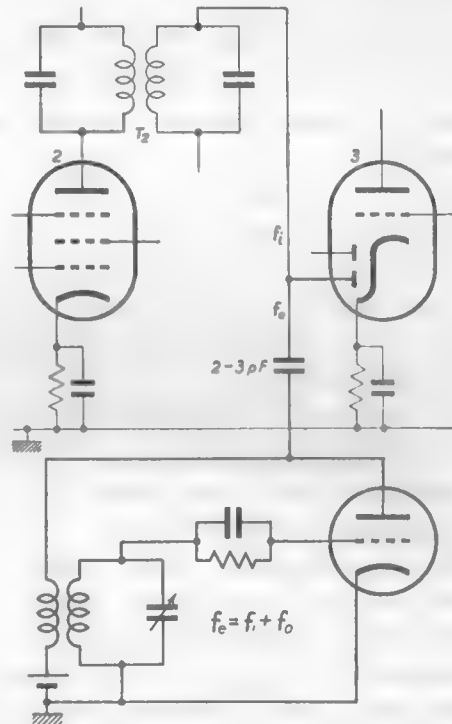


Fig. 14 — Esempio di introduzione dell'oscillatore di nota in un ricevitore.

(18) - Esso è denominato "S-meter,...

La sua frequenza è generalmente fissata sul valore $f_i \pm 1$ kHz, così che ne risulta una *nota* a 1000 Hz che è apprezzata assai bene dall'orecchio, oppure ha un limitato campo di variabilità intorno al valore predetto, onde regolare la *nota*.

9. — Rumori di origine esterna al ricevitore.

È ben noto che, se si accorda un ricevitore su una frequenza a cui non corrisponda alcuna trasmissione, si odono generalmente crepitii e fruscii di vario tipo, la maggior parte dei quali si elimina quando si stacca il conduttore di antenna: questi rumori sono il risultato di tensioni indotte nell'antenna da onde elettromagnetiche dello stesso tipo di quelle utili ma che hanno origine da scariche atmosferiche e dallo scintillio che si verifica nelle linee tranviarie, nei collettori dei motori, negli interruttori, nei campanelli ed in generale in tutti gli apparecchi elettrodomestici.

Un rimedio notevole contro questi disturbi è fornito dalla *regolazione automatica della sensibilità* (n. 6), naturalmente se la stazione trasmittente che si vuol ricevere è vicina o potente. In tal caso, infatti, la regolazione automatica della sensibilità provvede a desensibilizzare il ricevitore, e quindi, in particolare, a renderlo più sordo verso i disturbi ⁽¹⁹⁾; è chiaro però che, quando la stazione trasmittente è debole o lontana, la regolazione automatica non è di alcun giovamento. Contro i disturbi di origine industriale si può provvedere agendo alle origini, cioè eliminando le cause di disturbo o neutralizzandole con l'applicazione di particolari circuiti che tolgano il carattere oscillatorio alle scariche, e *localmente* usando antenne opportune di cui sarà detto nel n. 14 del Cap. XIV. Spesso il disturbo si manifesta sotto forma di impulsi, di ampiezza molte volte maggiore di quella del segnale ma *di durata brevissima*, che si succedono con un ritmo più o meno regolare; essi sono così brevi che il nostro orecchio non li apprezzerebbe ma, se molto intensi, essi producono nell'altoparlante o in cuffia un effetto simile a quello di un colpo di martello su un gong, facendo entrare in oscilla-

(19) - Il lettore avrà probabilmente avuto occasione di notare nel proprio apparecchio radio, che la ricezione di stazioni lontane è spesso molto disturbata; ogni disturbo, invece, praticamente sparisce quando si riceve la stazione *locale*.

zione la membrana. Limitando l'ampiezza degli impulsi questo effetto viene ridotto grandemente; nei ricevitori professionali si hanno perciò, spesso, speciali circuiti, detti *limitatori o soppressori di disturbi*, il cui meccanismo di funzionamento è sostanzialmente il seguente: quando un impulso supera una certa ampiezza prestabilita, un diodo produce una sorta di cortocircuito (od interruzione) all'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza, così che l'impulso stesso non giunge all'uscita del ricevitore.

10. — Rumori di origine interna ai ricevitori.

L'esistenza dei disturbi di cui si è detto nel paragrafo precedente pone un limite alla possibilità di ricevere segnali via via più deboli: la situazione è particolarmente grave nel campo delle onde lunghe e medie — in cui per la natura stessa dei disturbi, il loro effetto è massimo — mentre migliora al crescere della frequenza. In particolare i disturbi atmosferici diminuiscono progressivamente al crescere della frequenza da 2 a 30 MHz; sopra 30 MHz praticamente i disturbi atmosferici non esistono più ed anche altri tipi di disturbi esterni al ricevitore sono fortemente ridotti.

Nonostante ciò la situazione dei ricevitori non è migliore che alle frequenze più basse; infatti, per una particolare caratteristica delle antenne riceventi ⁽²⁰⁾, a parità di intensità delle onde in arrivo, la tensione a radiofrequenza che viene applicata all'ingresso del ricevitore è tanto più piccola quanto più alta è la frequenza. Ne deriva che, al crescere della frequenza, i ricevitori devono essere più sensibili che a frequenze inferiori. Ma quando la sensibilità di un ricevitore è molto spinta, diviene percettibile un nuovo tipo di rumore, diverso da quelli più comunemente noti: è una sorta di fruscio, o soffio ⁽²¹⁾, esistente sia in presenza che in assenza di segnale utile, che non è possibile in alcun modo eliminare e la cui origine è insita nella natura stessa della materia ed in particolare nella natura granulare dell'elettricità. L'esistenza di questo

⁽²⁰⁾ - Di ciò sarà detto nel Cap. XIV, n. 12.

⁽²¹⁾ - Non si deve confondere tale fenomeno col *rumore d'alternata*: è questo un rumore, di tono piuttosto grave, generalmente dovuto all'imperfetto livellamento della tensione continua di alimentazione e può essere eliminato migliorando il filtro di livello dell'alimentatore anodico.

rumore pone un limite ultimo alla sensibilità dei ricevitori ⁽²²⁾ perchè se si aumenta la sensibilità nell'intento di ricevere segnali deboli cresce corrispondentemente anche il rumore.

Le cause di questo tipo di rumore di origine interna al ricevitore sono *l'agitazione termica degli elettroni nei conduttori e le fluttuazioni di corrente nei tubi elettronici e nei transistori*. Approfondiremo questo argomento nel Cap. XVII, ma possiamo fin d'ora anticipare che le suddette cause provocano negli amplificatori la nascita di correnti e di tensioni alternate (*segnali di rumore*) che hanno la stessa natura e lo stesso

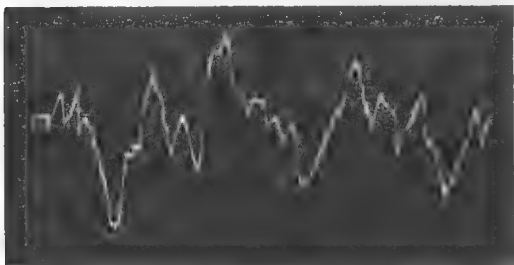


Fig. 15 — Oscillogramma del segnale di rumore che si ha all'uscita di un amplificatore di bassa frequenza.

andamento generale dei segnali utili a cui gli amplificatori stessi sono destinati. Così in un *amplificatore di bassa frequenza* le suddette cause fanno sì che all'uscita si abbia un *segnale di bassa frequenza con andamento del tutto caotico*, di cui un esempio è indicato dall'oscillogramma della figura 15 ⁽²³⁾. In un *amplificatore di alta frequenza selettivo*, invece, il segnale di rumore che si trova all'uscita è un'oscillazione di alta frequenza, naturalmente con ampiezza caoticamente variabile, come è indicato, per esempio, dall'oscillogramma della figura 16: rivelata e amplificata essa dà luogo all'uscita del ricevitore al caratteristico rumore di cui si è detto.

La ragione della singolare proprietà che i segnali di rumore assumono l'andamento generale dei segnali utili a cui gli amplificatori sono destinati è la seguente. Come i segnali utili, anche le tensioni e le correnti di rumore possono considerarsi la sovrapposizione di oscillazioni sinusoidali: ma lo spettro di frequenza delle oscillazioni componenti è

(22) - Sulla nozione di sensibilità di un ricevitore in relazione al rumore si veda il testo: S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. XI, n. 2 (Ed. C. Corsi, Pisa).

(23) - Un siffatto segnale, applicato ad un altoparlante (naturalmente tramite un adatto amplificatore) produce il caratteristico rumore che dà il nome al fenomeno di cui ci stiamo occupando.

estremamente ampio, teoricamente infinito all'origine. Avviene così che l'amplificatore in cui esse nascono amplificherà, di tutte le oscillazioni componenti a frequenza diversa, solo quelle consentite dalla sua banda

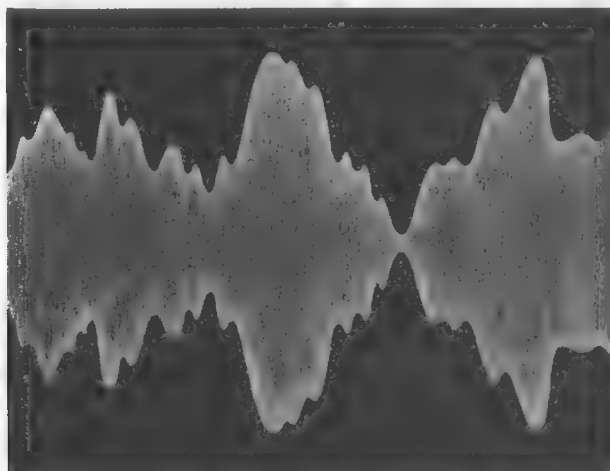


Fig. 16 — Oscillogramma del segnale di rumore che si ha all'uscita di un amplificatore selettivo per alte frequenze.

passante: se quindi l'amplificatore è di bassa frequenza avrà all'uscita un segnale di rumore in bassa frequenza, mentre se è di alta frequenza selettivo, avrà in uscita un'oscillazione di frequenza praticamente uguale a quella su cui è accordato.

Una notevole conseguenza del vasto spettro di frequenza dei segnali di rumore è che *l'entità del rumore prodotto in un amplificatore è tanto maggiore quanto più larga è la sua banda passante*. Vedremo in seguito l'importanza pratica di questa constatazione: qui vogliamo solo anticipare che l'entità di un segnale di rumore (tensione o corrente) è misurata dal suo *valore efficace* ⁽²⁴⁾ che è una grandezza ben definita e misurabile con adatti strumenti (voltmetri ed amperometri termici).

(24) - Ricordiamo che il valore efficace di una tensione o di una corrente comunque variabile è la radice quadrata della media dei quadrati dei valori assunti istante per istante dalla grandezza considerata. Nel caso di grandezze comunque variabili (come le tensioni e le correnti di rumore) non esiste alcuna semplice relazione fra il valore istantaneo ed il valore efficace.

Pagina mancante

Pagina mancante

CAPITOLO XI

MODULAZIONE DI FREQUENZA E TRASMETTITORI RELATIVI

1. — Modulazione di frequenza e di fase: generalità.

Come abbiamo accennato nel Cap. I, la trasmissione di informazioni mediante le radioonde può farsi, oltre che mediante la modulazione di ampiezza, che ha costituito oggetto di studio dei capitoli precedenti, anche mediante la modulazione di frequenza e di fase: la modulazione di fase, però, più che costituire attualmente la base di particolari sistemi di comunicazioni, è utilizzata quale mezzo per attuare la modulazione di frequenza con pregevoli caratteristiche. È pertanto alla modulazione di frequenza che più particolarmente ci riferiremo nel seguito.

La modulazione di frequenza, nata già nel 1922, ha cominciato ad avere applicazione tecnica negli ultimi anni anteguerra e si è notevolmente diffusa durante la guerra mondiale: attualmente è adoperata ampiamente per la radiodiffusione, per le comunicazioni militari e per la costituzione dei *ponti radio*. Essa non rappresenta tanto un miglioramento rispetto alla modulazione di ampiezza, quanto piuttosto un allargamento delle possibilità di impiego della radio: modulazione di ampiezza e modulazione di frequenza hanno, infatti, pregi e difetti che in certo senso si equilibrano. I relativi sistemi di comunicazioni hanno propri campi di applicazione entro i quali ciascuno è più vantaggioso dell'altro: ne daremo qui un cenno, prima di passare allo studio vero e proprio della modulazione di frequenza.

Nei sistemi a modulazione di frequenza è possibile avere una maggiore indipendenza dai disturbi che in quelli a modulazione di ampiezza

za, ma ciò è ottenuto a spese di un allargamento del canale di frequenza interessante ciascuna trasmissione: mentre nei sistemi a modulazione d'ampiezza la larghezza del canale di frequenza può essere limitata ad una decina di chilohertz, in quelli a modulazione di frequenza essa giunge a $150 \div 200$ kHz. Come si è detto nel Cap. I (n. 9), da ciò deriva la conseguenza che la modulazione di frequenza non può usarsi nel campo delle onde medie ed occorre operare invece a frequenze molto più alte: ad esempio la radiodiffusione a modulazione di frequenza avviene su frequenze comprese fra 88 e 100 MHz.

L'indipendenza dai disturbi nei sistemi a modulazione di frequenza è superiore a quella dei sistemi a modulazione di ampiezza solamente se l'ampiezza dell'oscillazione a radiofrequenza da ricevere è sufficientemente elevata di fronte a quella dei segnali disturbanti. Per questo motivo la modulazione di frequenza è superiore alla modulazione di ampiezza soprattutto nelle comunicazioni fra posti fissi — in cui è possibile dimensionare la potenza del trasmettitore in modo che l'oscillazione a radiofrequenza ricevuta superi abbondantemente il livello dei disturbi — oppure fra un posto fisso e posti mobili agenti entro un'area limitata (come accade per i mezzi della polizia). La modulazione di frequenza è pure preziosa per la radiodiffusione ogni volta che si voglia ottenere una riproduzione della parola e della musica di notevole fedeltà.

Per quanto riguarda i circuiti, può dirsi che i trasmettitori per modulazione di frequenza hanno, in generale, un rendimento più elevato che non quelli a modulazione di ampiezza; i ricevitori per modulazione di frequenza sono appena più complicati che non quelli per modulazione di ampiezza.

2. — Richiami sulle oscillazioni modulate in frequenza. Principio della modulazione e rivelazione.

Dal n. 5 del Cap. I ricordiamo che se si ha un'oscillazione sinusoidale (di tensione o di corrente):

$$(1) \quad y(t) = Y \operatorname{sen}(2\pi ft + \varphi),$$

ed un segnale $x = x(t)$ al cui andamento nel tempo è legata l'informazione da trasmettere, la *modulazione in frequenza* consiste nel far variare la frequenza f attorno ad un valore fisso f_0 con legge proporzionale

ad $x(t)$. La legge di variazione della frequenza è dunque:

$$(2) \quad f = f_0 + b x(t) ,$$

dove b è una costante di proporzionalità. Assumendo come *segnale modulante* un segnale di prova sinusoidale, $x(t) = X \text{sen } 2\pi f_m t$, l'espressione della frequenza diviene:

$$(3) \quad f = f_0 + b X \text{sen } 2\pi f_m t = f_0 + \delta \text{sen } 2\pi f_m t .$$

Ricordiamo (Cap. I, n. 6) che il coefficiente δ , proporzionale all'ampiezza X del segnale modulante ($\delta = b X$) è detto *deviazione di frequenza* e rappresenta lo scarto massimo che la frequenza f subisce dal valore f_0 . Per convenzione, nella radiodiffusione a modulazione di frequenza il massimo valore di δ — corrispondente al più forte grado di modulazione possibile — è $\delta_{Max} = 75 \text{ kHz}$. Abbiamo accennato nel n. 9 del Cap. I che se f_{Max} è la massima frequenza del segnale modulante, la larghezza del canale di frequenza occupato dalla trasmissione in tali condizioni ha il valore approssimato:

$$(4) \quad \Delta f \cong 2(\delta_{Max} + f_{Max}) ;$$

poichè nella radiodiffusione è $f_{Max} = 15 \text{ kHz}$, il canale di frequenza viene ad avere una larghezza dell'ordine di 180 kHz .

Per comprendere come possa effettuarsi la m. d. f. consideriamo lo schema di principio della figura 1; esso rappresenta un oscillatore di Meissner nel quale, in parallelo al condensatore del circuito oscillatorio, è posto un *microfono condensatore* M_c , cioè un condensatore piano di cui una delle armature è costituita da una lamina metallica sottile, capace di vibrare se investita da un'onda sonora. In corrispondenza alle compressioni e rarefazioni del mezzo si hanno aumenti e diminuzioni di capacità e perciò rispettivamente diminuzioni ed aumenti della frequenza f dell'oscillatore.

Dall'intensità del suono dipende l'ampiezza della deformazione della lamina e perciò la deviazione di frequenza δ ; dalla frequenza del suono

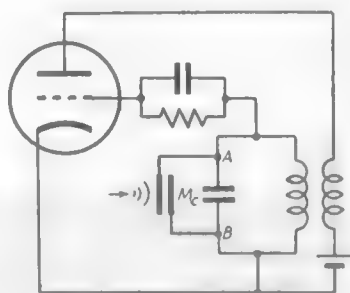


Fig. 1 — Modulazione di frequenza di un oscillatore ottenuta mediante un *microfono condensatore* M_c .

dipende la frequenza con cui f varia attorno ad f_0 . Questo metodo di modulazione, pur essendo effettivamente realizzabile, è in pratica sostituito da altri metodi più efficienti che esamineremo nei seguenti paragrafi.

La rivelazione di un'oscillazione modulata in frequenza, cioè l'estrazione da essa del segnale di bassa frequenza, si effettua mediante un dispositivo detto *discriminatore* che studieremo nel Cap. XII; esso può, per ora, considerarsi come un apparecchio in cui la tensione di uscita v_u è *proporzionale alle variazioni della frequenza della tensione di entrata attorno al valore f_0* :

$$(5) \quad v_u = m(f - f_0) .$$

Perciò, se la tensione d'entrata è un'oscillazione modulata in frequenza con la legge (2), $f = f_0 + b x(t)$, all'uscita del discriminatore si ottiene la tensione:

$$(6) \quad v_u = m [f_0 + b x(t) - f_0] = m b x(t) ,$$

che risulta proporzionale al segnale originario $x(t)$. Nella figura 2 è

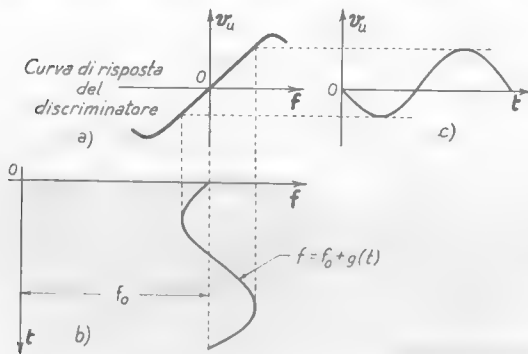


Fig. 2 — Principio di operazione del discriminatore.

mostrato schematicamente il principio di operazione del discriminatore: in a) è indicata la curva di risposta del discriminatore; in b) il modo di variare nel tempo della frequenza f dell'oscillazione modulata in frequenza in un caso particolare. Con ovvia costruzione si ottiene il diagramma c) che rappresenta la tensione d'uscita del discriminatore riprodotte la legge del segnale modulante $x(t)$.

3. — Metodi usati per attuare la modulazione di frequenza. La reattanza elettronica.

I metodi pratici per ottenere la modulazione di frequenza sono essenzialmente di due tipi: uno basato sul principio indicato nel n.2

(fig. 1) consistente nel far variare la frequenza di un oscillatore con la legge del segnale da trasmettere (*modulazione diretta*) e l'altro basato sulla conversione della modulazione di fase in modulazione di frequenza (*modulazione indiretta*).

Il metodo indicato nella figura 1, pur essendo effettivamente realizzabile, non ha reale importanza pratica. Normalmente, invece, al posto del microfono condensatore si adopera un particolare circuito, detto *reattanza elettronica*, che si comporta come una capacità (in altri casi come un'induttanza) variabile al comando di un segnale. Nella figura 3 è indicato lo schema di principio di una reattanza elettronica attuata con un tubo (*tubo a reattanza*)⁽¹⁾; circuito analogo si avrebbe usando un transistor.

Nel circuito della figura 3 il pentodo è del tipo fortemente schermato quale si usa in alta frequenza (Vol. I, Cap. VI, n. 4): in esso, come è noto, la corrente anodica risente assai poco delle variazioni ΔV_a della tensione anodica e varia praticamente solo in concomitanza alle variazioni ΔV_g della tensione della griglia di comando. Se queste sono abbastanza piccole, le variazioni corrispondenti della corrente anodica, ΔI_a , possono essere considerate ad esse proporzionali; sussiste cioè la relazione approssimata:

$$(1) \quad \Delta I_a = g_m \Delta V_g ,$$

dove g_m è la conduttanza mutua nel punto di riposo attorno a cui avvengono le variazioni. Se la variazione della tensione di griglia del valore di riposo è causata dall'applicazione di un segnale sinusoidale (espresso simbolicamente dal numero complesso \bar{E}_g), la variazione della corrente anodica è pure sinusoidale; essa rappresenta una corrente alter-

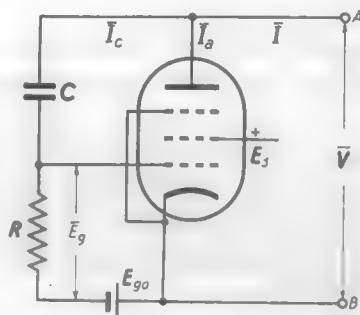


Fig. 3 — Schema di principio di una reattanza elettronica attuata con un pentodo (*tubo a reattanza*).

(1) - Nello schema non è indicata l'alimentazione anodica del pentodo; essa è normalmente applicata *in parallelo*, come sarà visto in relazione alla figura 4.

nata che si sovrappone alla corrente di riposo e che ha l'espressione simbolica:

$$(2) \quad \bar{I}_a = g_m \bar{E}_g .$$

Ciò posto, supponiamo che ai morsetti AB del circuito sia applicata una tensione alternata sinusoidale \bar{V} ; essa produce nel ramo della capacità C e della resistenza R una corrente:

$$(3) \quad \bar{I}_c = \frac{\bar{V}}{R + \frac{1}{j\omega C}} .$$

Risulta pertanto applicata alla griglia del tubo una tensione \bar{E}_g pari alla caduta di potenziale nella resistenza R :

$$(4) \quad \bar{E}_g = \bar{I}_c R = \frac{R\bar{V}}{R + \frac{1}{j\omega C}} .$$

La corrente alternata anodica del pentodo allora risulta per la formula (2):

$$(5) \quad \bar{I}_a = g_m \bar{E}_g = \frac{g_m R \bar{V}}{R + \frac{1}{j\omega C}} ,$$

e la corrente alternativa che fluisce ai morsetti AB , somma della corrente che fluisce nel tubo e della corrente nel ramo CR , ha il valore:

$$(6) \quad \bar{I} = \bar{I}_a + \bar{I}_c = \frac{\bar{V}}{R + \frac{1}{j\omega C}} (1 + g_m R) .$$

Supponiamo che alla frequenza di lavoro la reattanza capacitiva sia molto grande di fronte ad R così che, nella somma che compare al denominatore, R sia trascurabile di fronte ad $1/j\omega C$; la (6) allora diviene:

$$(7) \quad \bar{I} = \frac{\bar{V}(1 + g_m R)}{\frac{1}{j\omega C}} = j\omega C(1 + g_m R)\bar{V} ,$$

che può scriversi, ponendo $C_{eq} = C(1 + g_m R)$:

$$(8) \quad \bar{I} = j\omega C_{eq}\bar{V} .$$

Questa formula ci dice che la corrente che fluisce ai morsetti AB è quella stessa che si avrebbe se al posto del circuito vi fosse un condensatore di capacità:

$$(9) \quad C_{eq} = C + (RC) g_m .$$

Ne risulta che il circuito considerato si comporta, in prima approssimazione, come una capacità ⁽²⁾ il cui valore dipende, in particolare, dalla conduttanza mutua. Se il tubo è del tipo *a conduttanza mutua variabile* (Cap. III, n. 6), g_m dipende dalla tensione di polarizzazione e perciò la capacità C_{eq} può essere regolata agendo sulla tensione di polarizzazione.

Se si collegano i morsetti AB ai capi del condensatore del circuito oscillatorio di un oscillatore (al posto del microfono a condensatore) e si varia la tensione di polarizzazione del *tubo a reattanza* con la legge del segnale modulante,

la capacità C_{eq} varia attorno al valore C e di conseguenza varia la frequenza delle oscillazioni generate dall'oscillatore; scegliendo opportunamente le condizioni di lavoro si riesce a fare in modo che le variazioni di frequenza siano praticamente proporzionali al segnale modulante, così che la

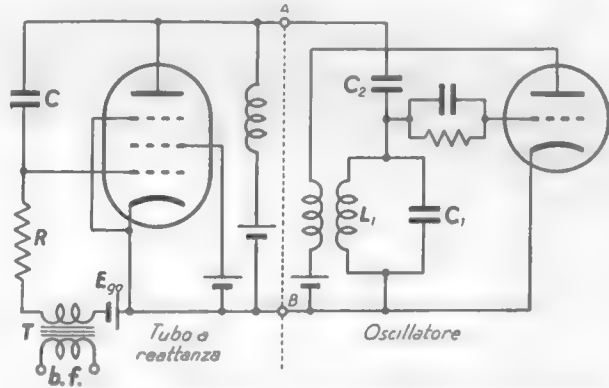


Fig. 4 — Oscillatore di Meissner modulato in frequenza mediante un tubo a reattanza.

oscillazione generata risulti correttamente modulata in frequenza. Uno schema tipico di modulatore di frequenza attuato con una reattanza elettronica è mostrato nella figura 4: l'oscillatore, attuato con un triodo, è del tipo Meissner (con circuito oscillatorio sulla griglia). Al circuito oscillatorio $C_1 L_1$ è collegato il tubo a reattanza tramite la capacità di accoppiamento C_2 , di grande valore. L'alimentazione del pentodo, che costituisce il tubo a reattanza, è fatta *in parallelo*, tramite un'induttanza di

(2) - Se nel denominatore della (6) non si fosse trascurato R , si sarebbe trovato che la capacità equivalente risulterebbe affetta da perdite resistive.

arresto (Cap. III, n. 7). La variazione della conduttanza mutua del pentodo con la legge del segnale è ottenuta sovrapponendo alla tensione continua di polarizzazione, E_{y0} , tramite il trasformatore T , la tensione alternativa di b.f. che costituisce il segnale.

Per ottenere una relazione lineare fra la variazione di frequenza e la tensione modulante è necessario limitare ad un piccolo valore la deviazione di frequenza prodotta dal tubo a reattanza. Se la deviazione di frequenza così ottenuta è (come di solito avviene) inferiore a quella voluta, si ricorre al seguente espediente: l'oscillatore viene fatto lavorare non sulla frequenza portante desiderata, f_o , ma su una frequenza sottomultipla di questa, $f_o' = f_o/n$; per effetto del tubo a reattanza la sua frequenza avrà il valore istantaneo (n. 2, form. 3):

$$(10) \quad f = f_o' + \delta \operatorname{sen} 2\pi f_m t = \frac{f_o}{n} + \delta \operatorname{sen} 2\pi f_m t .$$

Moltiplicando per n tale frequenza mediante *moltiplicatori di frequenza in classe C* (Cap. V, n. 11), si ottiene in definitiva un'oscillazione di frequenza:

$$(11) \quad nf = f_o + n\delta \operatorname{sen} 2\pi f_m t .$$

Scegliendo opportunamente n si può far raggiungere alla deviazione di frequenza il valore desiderato, qualunque sia il valore originario di δ .

Mostreremo ora come, applicando il metodo di *modulazione diretta* descritto, si attui un trasmettitore a modulazione di frequenza.

4. — Trasmettitori per onde modulate in frequenza: modulazione diretta.

Un trasmettitore a modulazione di frequenza può in genere dividersi in tre parti essenziali: la prima parte comprende l'oscillatore ed il modulatore attuati con tubi o transistori di piccola potenza, di tipo ricevente; la seconda parte comprende i moltiplicatori di frequenza che permettono di raggiungere la voluta deviazione di frequenza; nella terza parte si effettua l'amplificazione di potenza. *Questa si attua con amplificatori di classe C, il cui funzionamento non altera in alcun modo — a differenza di quanto accade per la modulazione di ampiezza (Cap. V, n. 9) — la modulazione di frequenza.*

La schema di principio di un trasmettitore per onde modulate in

frequenza è mostrato nella figura 5; la frequenza di trasmissione è (in questo esempio particolare) $90,45 \text{ MHz}$, la deviazione massima di frequenza è 75 kHz . Una reattanza elettronica, rappresentata, in particolare da un tubo a reattanza, produce sull'oscillatore (operante su una frequenza di $10,05 \text{ MHz}$) una deviazione massima di frequenza $\delta_M = 8,3 \text{ kHz}$; dopo due triplicazioni di frequenza, sia la frequenza portante che la deviazione sono moltiplicate per 9 divenendo rispettivamente $90,45 \text{ MHz}$ e 75 kHz . Queste operazioni sono compiute nelle parti 1^a e 2^a; nella parte 3^a si effettua l'amplificazione di potenza in due stadi rispettivamente da 250 W ed 1 kW . Per ottenere una potenza di uscita maggiore

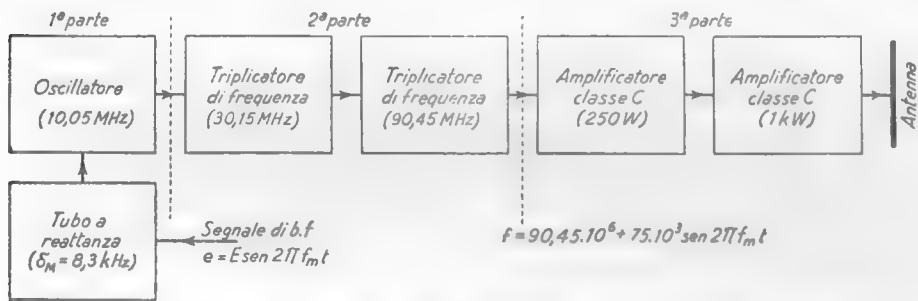


Fig. 5 — Schema di principio di un trasmettitore per onde modulate in frequenza.

basterebbe aggiungere altri stadi di amplificazione di classe C senza modificare in alcun modo lo schema preesistente.

Di fronte ai trasmettitori per modulazione di ampiezza, quelli per modulazione di frequenza hanno il vantaggio che la modulazione è compiuta senza apprezzabile dispendio di potenza ed inoltre *tutti gli stadi di amplificazione di potenza sono di classe C*, con rendimento, quindi, assai elevato. Nel confronto, però, ai trasmettitori per modulazione di ampiezza il trasmettitore descritto ha il grave inconveniente di non potere usare un oscillatore pilota a quarzo, per il fatto che la frequenza dell'oscillatore deve essere variata con la legge del segnale modulante. D'altra parte è essenziale che la frequenza portante sia altrettanto stabile nei trasmettitori per modulazione di frequenza come per quelli a modulazione di ampiezza. Per ottenere tale stabilità si ricorre allora ad un sistema di *regolazione automatica della frequenza* dell'oscillatore, basato sul confronto di questa con la frequenza di un oscillatore a quarzo. Nella figura 6 è mostrato lo schema di principio di un sistema di regola-

zione di frequenza assai usato, applicato al trasmettitore della figura 5: il suo funzionamento è il seguente.

L'oscillazione modulata (di frequenza $f'_o = 10,05$ MHz) che si ha all'uscita dell'oscillatore è applicata (oltre che al complesso dei moltiplicatori ed amplificatori di fig. 5) ad un *convertitore di frequenza* (Cap. VIII) insieme con l'oscillazione a frequenza $f_q = 10$ MHz prodotta da un oscillatore in quarzo. All'uscita del convertitore si ha un'oscillazione avente frequenza uguale alla differenza delle due frequenze: tenendo

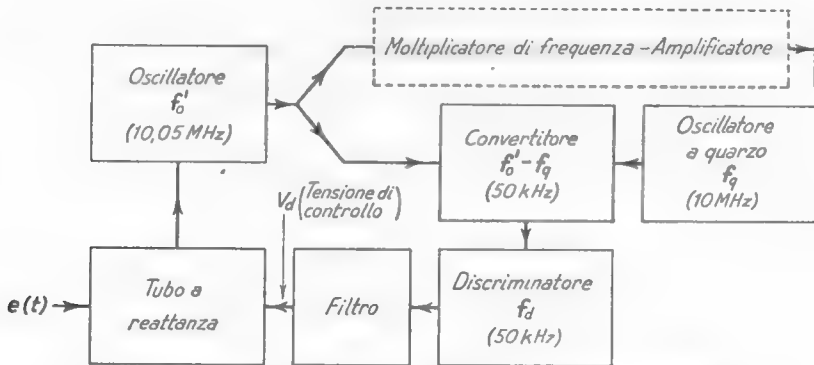


Fig. 6 — Regolazione automatica della frequenza dell'oscillatore modulato basata sul confronto con un oscillatore a quarzo.

presente che la frequenza delle oscillazioni modulate è $f'_o + \delta \sin 2\pi f_m t$, la frequenza differenza f_d risulta:

$$(1) \quad f_d = f'_o + \delta \sin 2\pi f_m t - f_q = f_{d0} + \delta \sin 2\pi f_m t ;$$

si ha cioè, un'oscillazione modulata in frequenza con la frequenza centrale $f_{d0} = f'_o - f_q$. Se f'_o ha il valore prestabilito di 10,05 MHz risulta $f_{d0} = 0,05$ MHz = 50 kHz; se invece è $f'_o \geq 10,05$ MHz risulta $f_{d0} \geq 50$ kHz.

L'oscillazione a frequenza f_d è applicata ad un *discriminatore* (n. 2, fig. 2) operante sulla frequenza di 50 kHz; se è $f_{d0} = 50$ kHz (cioè se è $f'_o = 10,05$ MHz) all'uscita del discriminatore si ha una tensione alternata proporzionale a $\delta \sin 2\pi f_m t$, cioè al segnale modulante. Se invece la frequenza centrale f_{d0} è un po' diversa da 50 kHz (il che necessariamente deriva da una variazione di f'_o da 10,05 MHz, essendo f_q costante), all'uscita del discriminatore, oltre che la tensione alternata proporzio-

nale a $\delta \text{sen } 2\pi f_m t$, si ha una tensione continua V_d il cui valore è proporzionale allo scarto fra f_{d0} e 50 kHz; di ciò è facile persuadersi considerando la figura 2 a) del n. 2, che dà la curva di risposta di un discriminatore. La tensione continua V_d è positiva o negativa a seconda che è positivo o negativo lo scarto di frequenza fra f_{d0} e 50 kHz, cioè a seconda che f_{d0} è maggiore o minore di 50 kHz, il che avviene allorchè f_o' è maggiore o minore di 10,05 MHz.

La tensione d'uscita del discriminatore, formata dalla tensione continua V_d e da una tensione alternata proporzionale a $\delta \text{sen } 2\pi f_m t$, è applicata ad un filtro che elimina la componente alternata; la tensione continua V_d che si ha all'uscita del filtro è da ultimo applicata al tubo a reattanza ed è usata per controllarne la polarizzazione. Il tubo è fatto funzionare in modo che la sua conduttanza mutua g_m cresca o diminuisca dal valore di riposo a seconda che V_d è positiva o negativa. Al crescere o decrescere di g_m corrisponde — per la formula (9) del n. 3 — un aumento od una diminuzione della capacità equivalente, $C_{r,q}$, del tubo a reattanza, cioè una diminuzione od un aumento della frequenza f_o' dell'oscillatore del trasmettitore. Riassumendo, se per una causa qualunque f_o' tende ad aumentare rispetto al valore prefissato di 10,05 MHz, nasce nel discriminatore una tensione V_d che, applicata al tubo a reattanza, tende a far diminuire f_o' ed a riportarlo al valore esatto di 10,05 MHz, in corrispondenza al quale è $f_{d0}=50$ kHz e perciò $V_d=0$; cosa analoga accade se f_o' tende, per una causa qualunque, a diminuire.

In altri sistemi la correzione dello scarto di frequenza di f_o' del valore prefissato è ottenuta mediante una rotazione del condensatore variabile dell'oscillatore, provocata automaticamente dallo scarto stesso mediante un dispositivo alla cui base sta, come nel caso precedente, il confronto fra f_o' e la frequenza di un oscillatore stabilizzato a quarzo. Vedremo nei paragrafi seguenti come, valendosi della *modulazione di fase*, sia possibile ottenere un trasmettitore a modulazione di frequenza in cui l'oscillatore di partenza è stabilizzato a quarzo come nei trasmettitori a modulazione di ampiezza.

Per rendersi conto della possibilità di ottenere la modulazione di frequenza dalla modulazione di fase occorre approfondire la conoscenza della natura delle oscillazioni modulate: ciò faremo nel prossimo numero valendoci della rappresentazione vettoriale delle oscillazioni stesse.

5. — Rappresentazione vettoriale e trigonometrica di un'oscillazione modulata in frequenza.

Come un'oscillazione non modulata $y = Y \text{sen}(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ può rappresentarsi con un vettore \bar{Y} ruotante attorno alla sua origine con velocità angolare:

$$(1) \quad \omega_0 = 2\pi f_0 ,$$

così la medesima oscillazione modulata in frequenza con legge:

$$(2) \quad f = f_0 + \delta \text{sen} 2\pi f_m t ,$$

potrà presentarsi con un vettore, che diremo \bar{Y}_1 , ruotante con velocità angolare:

$$(3) \quad \omega = 2\pi f = \omega_0 + 2\pi \delta \text{sen} 2\pi f_m t ;$$

esso ruota più velocemente del primo quando $\text{sen} 2\pi f_m t$ è maggiore di zero e più lentamente quando $\text{sen} 2\pi f_m t$ è negativo. Il vettore \bar{Y}_1 si muove, perciò, rispetto ad \bar{Y} con velocità angolare relativa:

$$(4) \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0 = 2\pi \delta \text{sen} 2\pi f_m t ,$$

periodicamente avanzando o ritardando rispetto ad esso.

Su una piattaforma ruotante, con velocità angolare ω_0 , solidalmente col vettore \bar{Y} , questo apparirà fermo, mentre \bar{Y}_1 si muoverà con velocità angolare $\Delta\omega$, oscillando ritmicamente attorno ad \bar{Y} (fig. 7). L'angolo $\alpha(t)$ formato, ad ogni istante t , dal vettore \bar{Y}_1 con \bar{Y} sarà l'integrale nel tempo della velocità relativa $\Delta\omega$ ⁽³⁾:

$$(5) \quad \alpha(t) = \int \Delta\omega dt = -\frac{2\pi\delta}{2\pi f_m} \cos 2\pi f_m t ,$$

che si può scrivere:

$$(6) \quad \alpha(t) = -\frac{\delta}{f_m} \cos 2\pi f_m t = \frac{\delta}{f_m} \text{sen} \left(2\pi f_m t - \frac{\pi}{2} \right) ;$$

poichè $\cos 2\pi f_m t$ varia fra $+1$ e -1 , risulta che il vettore dell'oscillazione

⁽³⁾ - Ricordiamo che, in ogni moto circolare vario, la velocità angolare è, ad ogni istante, la derivata rispetto al tempo dell'angolo descritto dal raggio vettore, mentre detto angolo è l'integrale della velocità angolare stessa.

modulata in frequenza, \bar{Y}_1 , oscilla pendolarmente attorno ad \bar{Y} con frequenza f_m e con escursioni angolari massime $\pm \delta/f_m$. Deriva da ciò che l'oscillazione modulata è, ad ogni istante, *sfasata* di un angolo $\alpha(t)$ rispetto all'oscillazione non modulata $y = Y \text{ sen}(2\pi f t + \varphi_0)$; l'espressione dell'oscillazione modulata in frequenza risulta allora:

$$(7) \quad y = Y \text{ sen} [2\pi f_0 t + \varphi_0 + \alpha(t)] .$$

Sostituendo nella formula (7) l'espressione (6) dell'angolo $\alpha(t)$ si ottiene:

$$(8) \quad y = Y \text{ sen} \left(2\pi f_0 t + \varphi_0 - \frac{\delta}{f_m} \cos 2\pi f_m t \right),$$

che è l'espressione trigonometrica di un'oscillazione di frequenza f_0 , modulata in frequenza con la legge (2): $f = f_0 + \delta \text{ sen } 2\pi f_m t$.

Il rapporto:

$$(9) \quad m_f = \frac{\delta}{f_m},$$

che esprime l'ampiezza angolare (*elongazione*) del moto pendolare del vettore \bar{Y}_1 attorno ad \bar{Y} , ossia lo sfasamento massimo dell'oscillazione

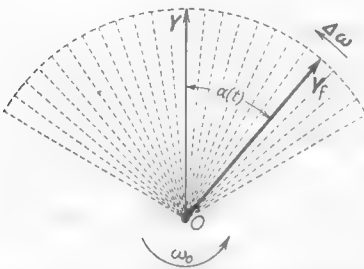


Fig. 7 — Il vettore rappresentativo dell'oscillazione modulata \bar{Y}_1 oscilla attorno al vettore \bar{Y} dell'oscillazione non modulata.

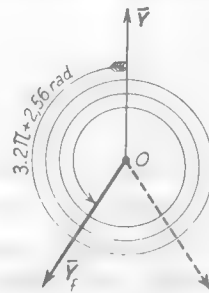


Fig. 8 — Elongazione del vettore rappresentativo in un caso particolare ($m_f = 21,4$).

modulata rispetto a quella non modulata, è stato già introdotto nel Cap. I (n. 8); esso è denominato *indice di modulazione* ed è un parametro che gioca un importante ruolo, specialmente in relazione alle interferenze. È interessante ricavare i dati dell'oscillazione del vettore rappresentativo \bar{Y}_1 e delle escursioni della fase in un caso pratico: l'oscillazione

modulata in frequenza abbia una frequenza $f_o = 100$ MHz e sia inoltre $f_m = 3,5$ kHz, $\delta = 75$ kHz. In queste condizioni il vettore \bar{Y} , insieme con la piattaforma, ruota con velocità angolare $\omega_o = 2\pi f_o = 6,28 \cdot 10^8$ rad/sec. L'indice di modulazione m_f risulta $\delta/f_m = 75000/3500 = 21,4$; pertanto l'elongazione dell'oscillazione pendolare del vettore (*sfasamento* massimo dell'oscillazione) è $21,4$ radianti, pari a tre angoli giri e 147° ⁽⁴⁾. Ne deriva allora che l'oscillazione non si limita ad una frazione di angolo piatto come è indicato nella figura 7, ma comprende vari giri completi del vettore nei due sensi di rotazione (fig. 8). Se, rimanendo tutto il resto invariato, la frequenza modulante è 100 Hz, l'indice di modulazione diviene $m_f = 750$ e ciò corrisponde ad un'elongazione di circa 120 angoli giri; l'elongazione è invece poco più di un angolo giro se è $f_m = 10$ kHz ($m_f = 7,5$, pari a $2\pi + 1,2$ rad) ed è inferiore ad un giro completo se è $f_m = 15$ kHz ($m_f = 5$, pari a circa 290°).

6. — Modulazione di fase e sua relazione con la modulazione di frequenza.

Considerando l'espressione trigonometrica di un'oscillazione modulata in frequenza (n. 5, form. 7):

$$(1) \quad y = Y \text{ sen } [2\pi f_o t + \varphi_o + \alpha(t)] ,$$

si vede che essa può considerarsi come un'oscillazione *con angolo di fase*, $\varphi_o + \alpha(t)$, *variabile nel tempo*. Viceversa — come è stato messo in evidenza nel n. 5 del Cap. I mediante la relativa figura 4 — un'oscillazione *modulata in fase* si può considerare come un'oscillazione *con frequenza variabile nel tempo*: si trae profitto di ciò, come si è detto, per ottenere la modulazione di frequenza di un'oscillazione operando una modulazione di fase sulla medesima.

Come si è detto nel n. 5 del Cap. I, *modulare in fase* un'oscillazione sinusoidale:

$$(2) \quad y = Y \text{ sen } (2\pi f_o t + \varphi) ,$$

mediante un segnale $v(t)$ significa far variare la fase φ attorno ad un

⁽⁴⁾ - Si può infatti scrivere $21,4 = 18,84 + 2,56 = 3 \times 2\pi + 2,56$ rad; $2,56$ radianti corrispondono poi approssimativamente a 147° .

valore φ_0 con la legge:

$$(3) \quad \varphi = \varphi_0 + c v(t) ,$$

dove c è un coefficiente di proporzionalità. Nel caso semplice in cui il segnale modulante è sinusoidale, $v(t) = V \text{ sen } 2\pi f_m t$, l'espressione (3) della fase diviene (Cap. I, n. 6):

$$(4) \quad \varphi = \varphi_0 + \gamma \text{ sen } 2\pi f_m t ,$$

dove γ , proporzionale all'ampiezza V del segnale:

$$(5) \quad \gamma = c V ,$$

è detta *deviazione di fase*. L'espressione trigonometrica dell'oscillazione modulata in fase sinusoidalmente si ottiene sostituendo nella (2) il valore di φ fornito dalla (4):

$$(6) \quad y = Y \text{ sen } (2\pi f_0 t + \varphi_0 + \gamma \text{ sen } 2\pi f_m t) .$$

Confrontando questa espressione con quella di un'oscillazione modulata in frequenza con legge sinusoidale, $f = f_0 + \delta \text{ sen } 2\pi f_m t$ (n. 5, form. 8):

$$(7) \quad y = Y \text{ sen } (2\pi f_0 t + \varphi_0 - \frac{\delta}{f_m} \cos 2\pi f_m t) ,$$

si vede la differenza della legge di variazione nel tempo delle due oscillazioni ma anche *lo stretto legame che esiste fra di esse*; questo legame apparirà con maggiore evidenza dalla rappresentazione vettoriale delle due oscillazioni. Consideriamo, come nel n. 5, il vettore rappresentativo \bar{Y} dell'oscillazione non modulata (2), ruotante con velocità ω_0 attorno alla propria origine; i vettori rappresentativi delle oscillazioni modulate in fase ed in frequenza, che diremo \bar{Y}_f ed \bar{Y}_γ , ruoteranno come \bar{Y} , ma formeranno ad ogni istante con esso gli angoli ⁽⁵⁾:

$$(8) \quad \alpha(t) = \gamma \text{ sen } 2\pi f_m t \quad (\text{m. d. fa}) ,$$

$$(9) \quad \alpha(t) = -\frac{\delta}{f_m} \cos 2\pi f_m t = \frac{\delta}{f_m} \text{ sen } \left(2\pi f_m t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{m. d. f}) ,$$

⁽⁵⁾ - Differenza fra gli argomenti delle oscillazioni (6) e (7) e quello dell'oscillazione non modulata (2).

risultando in anticipo o in ritardo a seconda che il seno è maggiore o minore di zero ⁽⁶⁾. Su una piattaforma che giri con velocità angolare ω_0 solidalmente con \bar{Y} , questo vettore apparirà fermo, mentre i vettori \bar{Y}_{fa} ed \bar{Y}_f oscilleranno pendolarmente attorno ad esso, formando ad ogni

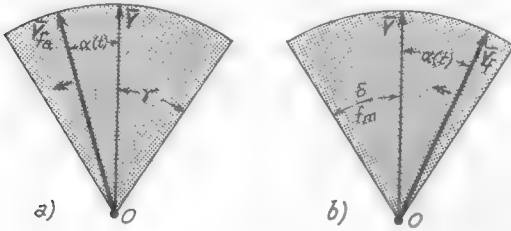


Fig. 9 — Posizione relativa dei vettori \bar{Y}_{fa} ed \bar{Y}_f in un medesimo istante nel caso particolare in cui è $\gamma = \delta/f_m$.

istante un angolo $\alpha(t)$ espresso dalle (8) e (9). Nella figura 9 è indicata la situazione dei vettori \bar{Y}_{fa} ed \bar{Y}_f in un medesimo istante, nell'ipotesi che le elongazioni dei due moti pendolari siano uguali, cioè che la *deviazione di fase* γ sia uguale all'*indice di modulazione* $m_f = \delta/f_m$; in queste condizioni (a parte uno

sfasamento nel tempo di un quarto di periodo) le leggi del moto pendolare dei due vettori sono identiche.

Possiamo quindi concludere che *un'oscillazione modulata in fase con deviazione di fase γ equivale ad un'oscillazione modulata in frequenza con indice di modulazione $m_f = \gamma$* e, corrispondentemente, che *un'oscillazione modulata in frequenza con indice di modulazione m_f equivale ad un'oscillazione modulata in fase con deviazione di fase $\gamma = m_f$* .

Quest'equivalenza che, in base alle considerazioni svolte, vale per segnali modulanti sinusoidali, sarà estesa nel prossimo paragrafo al caso di segnali modulanti qualsiasi.

7. — Conversione della modulazione di fase in modulazione di frequenza.

Consideriamo il caso generale di un'oscillazione sinusoidale modulata in fase da un segnale $v(t)$ non sinusoidale; la sua fase varia allora attorno ad un valore fisso φ_0 proporzionalmente a $v(t)$, cioè con la legge (n. 6, form. 3):

$$(1) \quad \varphi = \varphi_0 + c v(t) .$$

⁽⁶⁾ - Naturalmente per far ciò i vettori devono accelerare o ritardare il loro moto ed a ciò corrisponde una variazione della frequenza delle oscillazioni.

L'espressione trigonometrica dell'oscillazione modulata in fase risulta allora:

$$(2) \quad y = Y \operatorname{sen} [2\pi f_o t + \varphi_o + c v(t)] ,$$

a cui corrisponde un vettore rappresentativo \bar{Y}_{fa} che ruota formando, ad ogni istante, con una direzione di riferimento, un angolo:

$$(3) \quad \Theta(t) = 2\pi f_o t + \varphi_o + c v(t) .$$

La velocità angolare di rotazione di questo vettore è la derivata nel tempo di Θ :

$$(4) \quad \omega = \frac{d\Theta(t)}{dt} = 2\pi f_o + c \frac{dv(t)}{dt} = 2\pi f_o + c v'(t) .$$

Poichè la velocità angolare del vettore rappresentativo è pari a 2π volte la frequenza dell'oscillazione, questa risulta:

$$(5) \quad f = \frac{\omega}{2\pi} = f_o + \frac{c}{2\pi} v'(t) ;$$

questa formula esprime la legge con cui varia nel tempo la frequenza di un'oscillazione modulata in fase dal segnale generico $v(t)$. Ricordando che in un'oscillazione modulata in frequenza da un segnale generico $x(t)$ la frequenza varia secondo la legge (n. 2, form. 2):

$$(6) \quad f = f_o + b x(t) ,$$

se ne arguisce che l'oscillazione modulata in fase con un segnale $v(t)$ equivale ad un'oscillazione modulata in frequenza da un segnale $v'(t) = dv/dt$.

Questa proprietà offre un metodo molto interessante per ottenere la modulazione di frequenza operando una modulazione di fase, il che, come diremo nel n. 8, porta notevoli vantaggi tecnici. Il principio informatore è il seguente.

Se $x(t)$ è il segnale di bassa frequenza con cui si vuole *modulare in frequenza* un'oscillazione a radiofrequenza, si *modula in fase* la stessa oscillazione non direttamente col segnale $x(t)$ ma con un segnale $v(t) = k f x(t) dt$, essendo k una costante di proporzionalità: il risultato è la voluta oscillazione modulata in frequenza. Sostituendo infatti nella (5) a $v'(t)$ il suo attuale valore, che è manifestamente $v'(t) = k x(t)$,

si ottiene:

$$(7) \quad f = f_0 + \frac{ck}{2\pi} x(t),$$

che coincide con la (6) pur di porre $b = ck/2\pi$.

Per ottenere il segnale $v(t)$ proporzionale all'integrale dell'effettivo segnale $x(t)$ ci si vale di particolari circuiti — detti *integratori* ⁽⁷⁾ o *correttori* — capaci di compiere in maniera approssimata l'operazione matematica di integrazione. Un esempio molto semplice e comune di

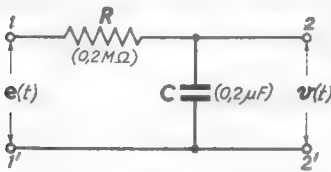


Fig. 10 — Circuito integratore.

di integratore è indicato nella figura 10 ed è costituito dalla serie di una resistenza R e di una capacità C , aventi valori tali che, per tutte le componenti sinusoidali del segnale ⁽⁸⁾, la reattanza di C sia così piccola di fronte ad R da potersi, nella serie, trascurare. Supponiamo che il segnale $x(t)$, costituito da

una tensione alternata di bassa frequenza $e(t)$ sia applicato ai capi della serie (morsetti $1, 1'$); la corrente nella serie ha allora approssimativamente il valore $i = e(t)/R$. La tensione ai capi di C (tensione ai morsetti d'uscita $2, 2'$), che è uguale alla carica $q = \int i dt$ divisa per la capacità C , ha di conseguenza il valore:

$$(8) \quad v(t) = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i dt \cong \frac{1}{RC} \int e(t) dt .$$

La tensione d'uscita $v(t)$ è dunque approssimativamente proporzionale al desiderato integrale e può essere usata quale segnale per modulare in fase un'oscillazione a radiofrequenza: questa risulterà, pertanto, *modulata in frequenza dal segnale originario* $x(t) = e(t)$.

8. — Modulazione di frequenza indiretta. Modulatori di fase.

Il metodo di conversione della modulazione di fase in modulazione di frequenza studiato nei nn. 6 e 7 consente l'attuazione di trasmettitori a modulazione di frequenza con oscillatore pilota a quarzo: ciò perchè

⁽⁷⁾ - Il loro studio sistematico è compiuto nel Vol. III.

⁽⁸⁾ - Il segnale è di tipo acustico e pertanto contiene componenti con frequenze di ordine acustico.

— mentre la modulazione di frequenza diretta può essere compiuta unicamente variando la frequenza di un oscillatore — la *modulazione indiretta* basata sulla modulazione di fase può compiersi su oscillazioni generate a frequenza fissa.

Un metodo comune per ottenere la modulazione di fase è indicato nella figura 11; la tensione a frequenza f_0 prodotta dall'oscillatore stabilizzato a quarzo 1) viene applicata a due amplificatori 2) e 3); le loro tensioni di uscita sono applicate rispettivamente ad un circuito sfa-

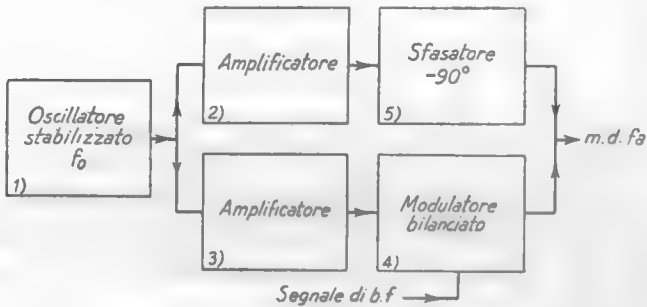


Fig. 11 — Schema di principio di un modulatore di fase.

tore 5) (che produce uno sfasamento di 90° in ritardo) e ad un *modulatore di ampiezza bilanciato* 4), del tipo studiato nel Cap. VII (n. 5, fig. 10). Al modulatore è applicato il segnale modulante a b.f., che supporremo sinusoidale $v = V \text{sen } 2\pi f_m t$, così che alla sua uscita avremo una tensione modulata in ampiezza priva di portante, la cui espressione sarà del tipo ⁽⁹⁾:

$$(1) \quad b = (B \text{sen } 2\pi f_m t) \text{sen } 2\pi f_0 t \quad (B = kV);$$

essa è combinata alla tensione di uscita dello sfasatore 5), che è del tipo $a = A \text{sen}(2\pi f_0 t - \pi/2)$. Mostriamo che la tensione somma delle due, $c = a + b$, è un'oscillazione modulata in fase dal segnale di bassa frequenza dato.

⁽⁹⁾ - L'espressione generale di un'oscillazione $a = A \text{sen } 2\pi f_0 t$ modulata sinusoidalmente in ampiezza è:

$$a = (A_0 + B \text{sen } 2\pi f_m t) \text{sen } 2\pi f_0 t ;$$

in assenza della portante, $A_0 \text{sen } 2\pi f_0 t$, l'espressione si riduce alla formula (1) del testo.

La tensione $b = (B \text{ sen } 2\pi f_m t) \text{ sen } 2\pi f_o t$ può essere rappresentata vettorialmente da un vettore ruotante, attorno alla sua origine O , con velocità angolare $\omega_o = 2\pi f_o$ ed avente un'ampiezza variabile con la legge $B \text{ sen } 2\pi f_m t$. Se pensiamo di trovarci su una piattaforma girevole con velocità angolare ω_o attorno ad O , il vettore apparirà fermo, in una direzione che assumeremo come asse x , ma con lunghezza variabile. Precisamente l'estremo P del vettore (fig. 12)

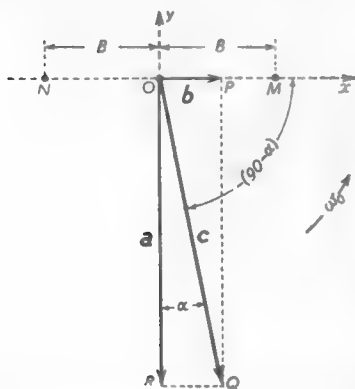


Fig. 12 — Diagramma vettoriale relativo allo schema di fig. 11.

si muoverà di moto armonico sull'asse x con centro di oscillazione O , frequenza f_m e ampiezza dell'oscillazione B ; in un periodo $1/f_m$ del segnale di b.f. il punto P si muove da O verso M ($OM = B$) ritorna in O , raggiunge N (simmetrico di M) e di nuovo ritorna in O . Sulla stessa piattaforma girevole la tensione $a = A \text{ sen } (2\pi f_o t - \pi/2)$ sarà rappresentata dal vettore costante \overline{OR} , di ampiezza A , giacente sull'asse y negativo. Il vettore rappresentante la somma c di a e b è il vettore \overline{OQ} il quale oscilla attorno all'asse y in concomitanza con l'oscilla-

zione del punto P ; ad ogni istante t esso forma con l'asse y un angolo α la cui tangente trigonometrica ha l'espressione:

$$(2) \quad \text{tang } \alpha = \frac{RQ}{RO} = \frac{B}{A} \text{ sen } 2\pi f_m t.$$

Se B è assai piccolo di fronte ad A si può pensare che il punto Q si muova su un arco di cerchio e corrispondentemente l'ampiezza del vettore sia costante ed uguale ad A . In queste condizioni si può confondere la tangente con l'angolo e la (2) può riscriversi:

$$(3) \quad \alpha = \frac{B}{A} \text{ sen } 2\pi f_m t.$$

Il vettore \overline{OQ} forma pertanto con l'asse x un angolo $-(90^\circ - \alpha)$ e quindi rappresenta una tensione di ampiezza A , frequenza f_o e fase $-(\pi/2 - \alpha)$; l'espressione della tensione $c = a + b$ è perciò:

$$(4) \quad c = A \text{ sen } \left(2\pi f_o t - \frac{\pi}{2} + \alpha \right) = A \text{ sen } \left(2\pi f_o t - \frac{\pi}{2} + \frac{B}{A} \text{ sen } 2\pi f_m t \right).$$

Questa espressione indica che la tensione c (ossia la tensione di uscita dell'apparecchiatura della figura 11) è *modulata in fase*, con $\gamma = B/A$ radianti, dal segnale di b.f. La modulazione risulta corretta solo se B/A è così piccolo che la tangente possa considerarsi sensibilmente coincidente con l'angolo; in pratica si opera con valori massimi di B/A dell'ordine di $0,5$ ⁽¹⁰⁾ a cui corrisponde una deviazione di fase $\gamma = 0,5$ radianti.

Per trasformare la modulazione di fase in modulazione di frequenza basterà applicare al modulatore bilanciato, al posto del segnale di bassa

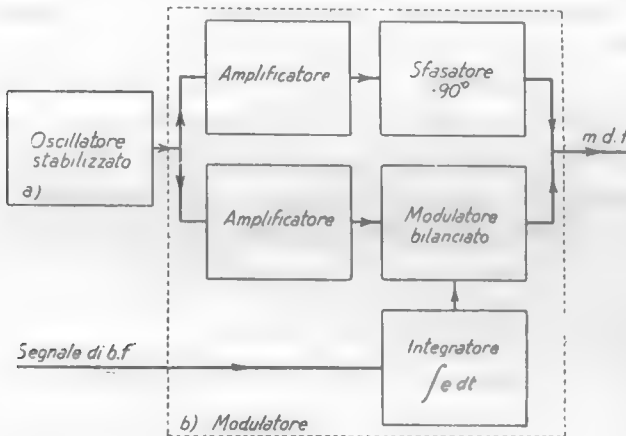


Fig. 13 — Schema di principio dell'apparecchiatura per ottenere la modulazione di frequenza dalla modulazione di fase.

frequenza dato, il segnale d'uscita di un *integratore* del tipo della figura 10 alla cui entrata sia applicato il segnale di b.f. Lo schema di principio dell'apparecchiatura (che complessivamente è denominata *modulatore di Armstrong*) è allora quello indicato nella figura 13. Dato il piccolo valore della deviazione di fase che il modulatore di fase può produrre ($0,5$ radianti pari a circa 30°), le deviazioni di frequenza che si possono ottenere col modulatore di figura 13 sono sempre molto pic-

(10) - Veramente, in queste condizioni, la lunghezza del vettore OQ non è del tutto costante durante l'oscillazione attorno all'asse y e ne risulta una modesta modulazione d'ampiezza della tensione d'uscita. Ma essa viene eliminata dagli amplificatori di classe C a cui la tensione modulata è applicata: infatti in un amplificatore di classe C operante in condizioni normali la tensione di uscita è praticamente indipendente da piccole variazioni della tensione d'ingresso.

cole, per cui si rende necessario un procedimento piuttosto laborioso (di cui sarà detto nel paragrafo seguente) per aumentarne il valore. Ciò rappresenta manifestamente un inconveniente del metodo di *modulazione indiretta* di fronte al sistema *diretto* basato sull'uso della *reattanza elettronica* (n. 4); ma l'inconveniente non è tale da controbilanciare il grande vantaggio che esso offre di *permettere l'uso di oscillatori a quarzo*. Per questo motivo il metodo di modulazione indiretta ha impiego vastissimo: sono stati studiati modulatori di fase più efficienti di quello indicato nella figura 11, che permettono di ottenere deviazioni di fase dell'ordine di 2 radianti, e speciali tubi (*fasitron*) che producono la modulazione di fase direttamente, con deviazioni dell'ordine di 6 radianti. Questi dispositivi semplificano il problema di elevare la deviazione di frequenza, di cui ci occuperemo nel prossimo numero: non ne diamo la descrizione per la complicazione che ne deriverebbe e perchè l'esempio di modulatore indicato nelle figure 11 e 13 è sufficiente per la comprensione del metodo di modulazione indiretta di frequenza.

9. — Trasmettitori a modulazione indiretta.

Alla base dei trasmettitori a modulazione indiretta, vi è il modulatore schematizzato nella figura 14, di cui il circuito della figura 13 è un caso particolare. Come si è detto nel numero precedente, i modulatori di frequenza basati sulla modulazione di fase sono caratterizzati dal fatto di poter produrre solo piccole deviazioni di frequenza, del tutto insufficienti per i normali sistemi di comunicazione a modulazione di frequenza: per esempio, per un modulatore del tipo di figura 13 la deviazione di frequenza massima ottenibile è dell'ordine di appena 25 Hz. Abbiamo però visto nel n. 4 come sia possibile aumentare quanto si vuole la deviazione di frequenza mediante moltiplicazione della frequenza stessa. Per

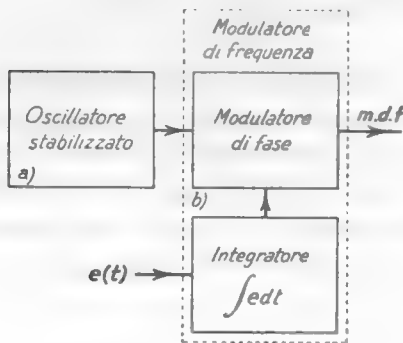


Fig. 14 — Schema generale di principio della modulazione indiretta.

ottenere una deviazione massima di 75 kHz partendo dai 25 Hz occorre

una moltiplicazione per 3000; se, ad esempio, si volesse effettuare una trasmissione a m. d. f., con $\delta_M = 75$ kHz, sulla frequenza di 96 MHz, occorrerebbe partire da un oscillatore a 32 kHz, modularlo col metodo della figura 14, e moltiplicare per 3000 la frequenza della tensione di uscita. Normalmente si parte invece da un oscillatore stabilizzato a frequenza di 200 kHz, e poichè dopo la moltiplicazione per 3000 la frequenza diverrebbe 600 MHz invece che 96 MHz, si opera una *conversione di frequenza* (Cap.VIII) che ne abbassi il valore senza alterare

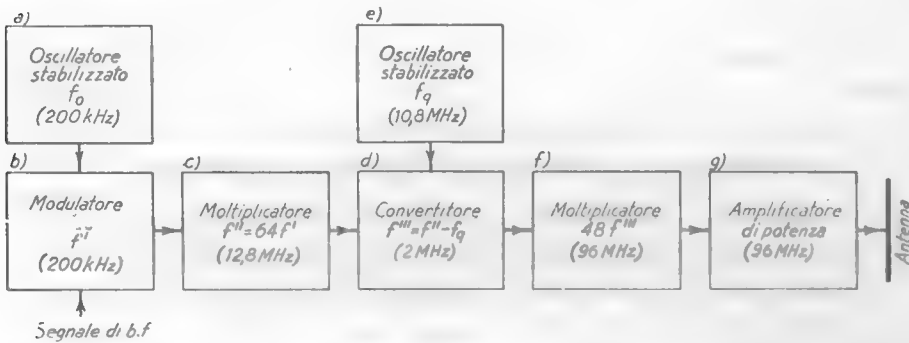


Fig. 15 — Schema di principio di un trasmettitore a modulazione indiretta; b) contiene i dispositivi racchiusi entro il rettangolo b) della figura 14.

quello della deviazione di frequenza; lo schema di principio semplificato di un trasmettitore attuato in tal modo è mostrato nella figura 15.

L'oscillazione prodotta da un oscillatore a quarzo a 200 kHz (a) viene modulata (b) col metodo della figura 14 ed applicata (dopo amplificazione) ad un complesso di stadi moltiplicatori (c) che effettuano la moltiplicazione per 64. Se la deviazione di frequenza massima prodotta dal modulatore è 25 Hz, l'espressione della frequenza all'ingresso del moltiplicatore (ammesso che il segnale di b. f. abbia frequenza f_m e l'ampiezza massima consentita) risulta:

$$(1) \quad f' = f_0 + \delta_M \sin 2\pi f_m t = 200 \cdot 10^3 + 25 \sin 2\pi f_m t .$$

L'espressione della frequenza all'uscita del moltiplicatore è allora:

$$(2) \quad f'' = 64 f' = 12,8 \cdot 10^6 + 1,6 \cdot 10^3 \sin 2\pi f_m t = f_1 + \delta_1 \sin 2\pi f_m t .$$

Il moltiplicatore è collegato ad un *convertitore di frequenza* (d) a cui giunge anche l'oscillazione a frequenza $f_q = 10,8$ MHz prodotta da un oscil-

latore (e) a quarzo ⁽¹¹⁾; all'uscita del convertitore si ha un'oscillazione la cui frequenza ha l'espressione:

$$(3) \quad f''' = f'' - f_q = 2 \cdot 10^6 + 1,6 \cdot 10^3 \text{ sen } 2\pi f_m t = f_s + \delta, \text{ sen } 2\pi f_m t .$$

Tale oscillazione è applicata ad un complesso di stadi moltiplicatori (f) che effettuano la moltiplicazione per 48; all'uscita la frequenza dell'oscillazione è:

$$(4) \quad 48(f_s + \delta, \text{ sen } 2\pi f_m t) = 96 \cdot 10^6 + 76,8 \cdot 10^3 \text{ sen } 2\pi f_m t .$$

Si ha dunque un'oscillazione di frequenza 96 MHz modulata in frequenza con $\delta_M = 76,8$ kHz (un po' maggiore del valore desiderato di 75 kHz). Tale oscillazione viene amplificata in un complesso di stadi amplificatori di potenza (g) ed immessa nell'antenna trasmittente.

⁽¹¹⁾ - Più propriamente l'oscillazione a 10,8 MHz è ottenuta mediante moltiplicazione armonica per 54 dell'oscillazione a 200 kHz dell'oscillatore pilota a quarzo.

RICEVITORI PER MODULAZIONE DI FREQUENZA

1. — Rivelazione delle oscillazioni modulate in frequenza.

Si è detto nel n.2 del Cap.XI che la rivelazione delle oscillazioni modulate in frequenza si effettua mediante dispositivi, chiamati *discriminatori*, capaci di fornire una tensione e_u proporzionale alle variazioni, attorno ad un valore f_o , della frequenza f dell'oscillazione loro applicata:

$$(1) \quad e_u = m(f - f_o) .$$

Per comprendere il principio su cui è basato il discriminatore consideriamo l'amplificatore a radiofrequenza indicato nella figura 1 a) e supponiamo che il suo circuito oscillatorio anodico sia accordato su una frequenza f_i maggiore della frequenza f_o della tensione oscillatoria \bar{E}_i applicata alla sua griglia: la situazione sia tale che in un intorno abbastanza esteso di f_o la curva di risposta dell'amplificatore al variare della frequenza possa considerarsi sufficientemente lineare (fig. 1 b). Se allora la frequenza dell'oscillazione \bar{E}_i varia attorno al valore f_o , l'ampiezza dell'oscillazione di uscita, E_u , varia in proporzione attorno al valore E_{uo} corrispondente alla fre-

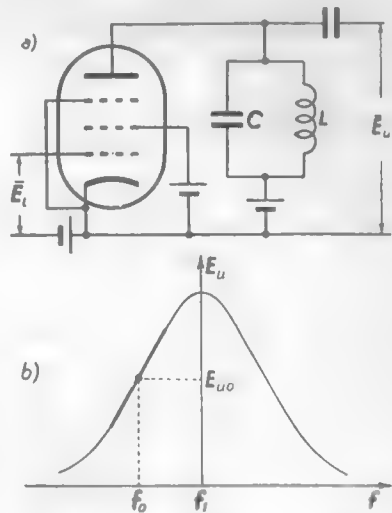


Fig. 1 — Per spiegare il funzionamento del discriminatore.

quenza f_0 : precisamente l'ampiezza aumenta o diminuisce a seconda che la frequenza aumenta o diminuisce. Se l'oscillazione così ottenuta, \bar{E}_u , è applicata ad un normale rivelatore a diodo, si ottiene in uscita una tensione E_r , sensibilmente uguale all'ampiezza E_u : e poichè E_u varia attorno ad E_{u0} al variare di f attorno ad f_0 , anche la tensione E_r varia in concomitanza attorno ad un valore $E_r \cong E_{u0}$.

Il dispositivo descritto indica il principio su cui è basata la discriminazione ma, di per sè, ha un modesto valore pratico: il fianco della curva di risposta, infatti, può considerarsi lineare solo in un intorno molto piccolo di f_0 ed inoltre la sua pendenza dipende in maniera piuttosto critica dal punto prescelto e cioè dalla scelta della frequenza d'accordo. Per effettuare la discriminazione si usano perciò altri circuiti assai più efficienti, basati sulle proprietà dei circuiti risonanti accoppiati: poichè i loro schemi sono piuttosto complessi e di comprensione non immediata, occorre procedere per gradi nel loro studio.

2. — Studio preliminare del discriminatore.

Consideriamo il sistema di circuiti risonanti accoppiati indicato nella figura 2 a), col primario alimentato in parallelo da un generatore ideale di corrente alternata \bar{I} ; i due circuiti siano uguali, abbiano frequenza di risonanza f_0 ed abbiano un coefficiente di accoppiamento circa doppio di quello critico. In queste condizioni le curve di risonanza dei circuiti primario e secondario presentano una caratteristica insellatura in corrispondenza alla frequenza f_0 (Cap. II, nn. 12, 13); si trova invece che se si somma la tensione secondaria \bar{E}_s alla primaria \bar{E}_p , effettuando il collegamento MN , indicato nella figura 2 a), l'ampiezza E

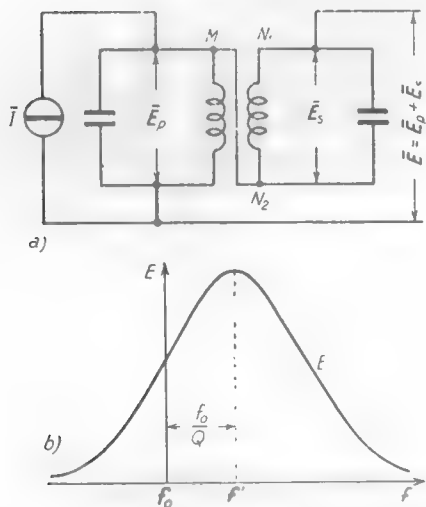


Fig. 2 — Andamento dell'ampiezza E della tensione somma di \bar{E}_p ed \bar{E}_s .

della tensione somma $\bar{E} = \bar{E}_p + \bar{E}_s$ ha un andamento in funzione di f del

la figura 2 a), col primario alimentato in parallelo da un generatore ideale di corrente alternata \bar{I} ; i due circuiti siano uguali, abbiano frequenza di risonanza f_0 ed abbiano un coefficiente di accoppiamento circa doppio di quello critico. In queste condizioni le curve di risonanza dei circuiti primario e secondario presentano una caratteristica insellatura in corrispondenza alla frequenza f_0 (Cap. II, nn. 12, 13); si trova invece che se si somma la tensione secondaria \bar{E}_s alla primaria \bar{E}_p , effettuando il collegamento MN , indicato nella figura 2 a), l'ampiezza E

tipo di una curva di risonanza, senza alcuna insellatura ⁽¹⁾. Essa presenta, però, un massimo, non in corrispondenza di f_0 , ma di una frequenza f' , spostata da f_0 di un intervallo dell'ordine di f_0/Q , essendo Q il coefficiente di risonanza dei due circuiti uguali. L'andamento dell'ampiezza della tensione di uscita \bar{E} è indicato nella figura 2 b); invertendo il senso dell'avvolgimento secondario o invertendo i collegamenti con N_1 ed N_2 , la curva risulterebbe spostata a sinistra invece che a destra rispetto all'asse delle ordinate.

Se si stabilisce il collegamento fra il punto M ed il punto centrale dell'avvolgimento secondario (fig. 3 a) si ottengono due tensioni d'uscita \bar{E}_1 ed \bar{E}_2 , rispettivamente somma e differenza della tensione primaria \bar{E}_p e di metà della tensione secondaria, $\bar{E}_s/2$; le ampiezze delle due tensioni hanno, in funzione della frequenza, andamenti del tutto simili a quello dianzi delineato e *simmetrici fra loro*, come è indicato nella figura 3 b).

Per giungere all'attuazione di un discriminatore, consideriamo l'amplificatore di tensione a radiofrequenza indicato nella figura 4, attuato coi due circuiti risonanti accoppiati della figura 3 ⁽²⁾: esso ha due tensioni di uscita \bar{E}_1 ed \bar{E}_2 , entrambe amplificate rispetto alla tensione di ingresso \bar{E}_i , le cui ampiezze E_1, E_2 varieranno in funzione della fre-

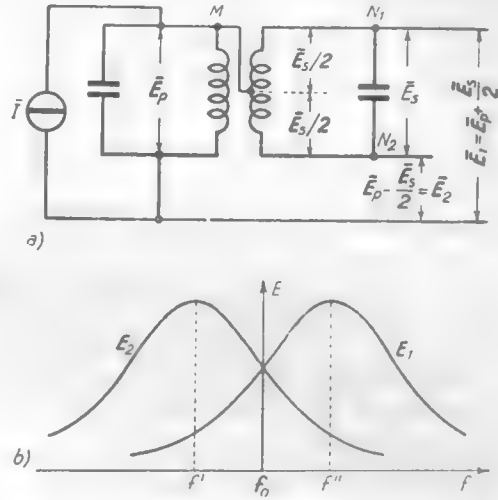


Fig. 3 — Andamento in funzione di f dell'ampiezza delle tensioni di uscita \bar{E}_1 ed \bar{E}_2 .

⁽¹⁾ - La ragione di ciò risiede nelle relazioni di fase esistenti fra la tensione secondaria e la primaria che nella somma vettoriale $\bar{E}_p + \bar{E}_s$ giocano il ruolo principale. Uno studio sommario sul funzionamento del circuito può trovarsi su: F. E. TERMAN - *Electronic and Radio Engineering* - Cap. 17, Sec. 17-6 (Ed. Mc. Graw-Hill, New York, 1955).

⁽²⁾ - Il condensatore C_a , se di capacità appropriata, sostituisce senza alcuna differenza, per le componenti alternate, il collegamento metallico esistente nella figura 3 a), mentre costituisce un blocco per la componente continua della tensione anodica.

quenza della tensione d'ingresso con lo stesso andamento delle ampiezze

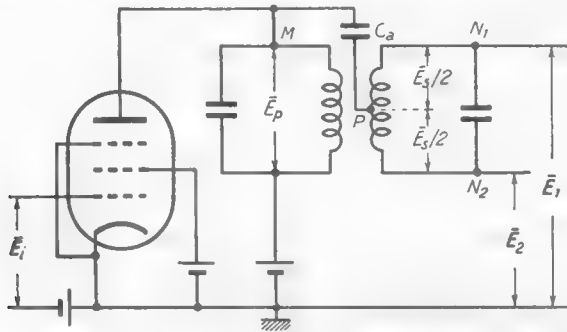


Fig. 4 — Amplificatore a doppia uscita attuato col circuito della figura 3.

E_1 ed E_2 della figura 3 b). Ma le ampiezze E_1 ed E_2 sono proporzionali ad E_i , per cui si ha:

$$(1) \quad E_1 = A_1 E_i, \quad E_2 = A_2 E_i,$$

dove A_1 ed A_2 sono i rapporti di amplificazione corrispondenti alle due uscite N_1 , N_2 dell'amplificatore. Se, a parità di ampiezza della tensione d'ingresso, E_1 ed E_2 variano in funzione di f secondo curve del tipo di quelle della figura 3 b), deriva che A_1 ed A_2 variano in funzione della frequenza con leggi:

$$(2) \quad A_1 = A_1(f), \quad A_2 = A_2(f),$$

analoghe a quelle con cui variano E_1 ed E_2 ; esse sono rappresentate graficamente nella figura 5 a) e costituiscono le curve di risposta dell'amplificatore relative alle due uscite N_1 , N_2 .

Supponiamo ora di applicare le due tensioni d'uscita dell'amplificatore, \bar{E}_1 , \bar{E}_2 , a due separati rivelatori a diodo (Cap. VII, n. 6, fig. 11):

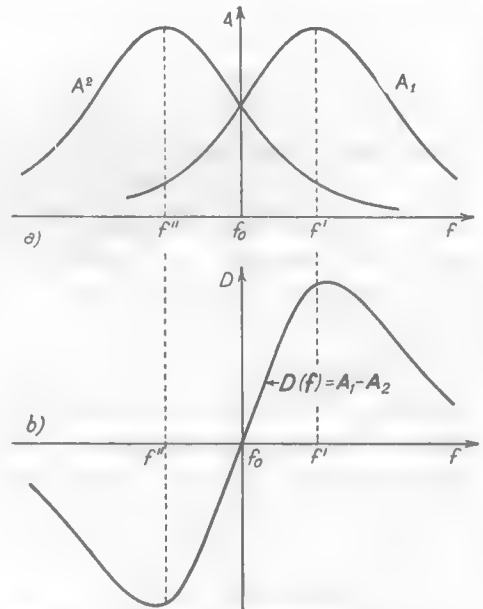


Fig. 5 — Andamento in funzione di f di A_1 ed A_2 e della loro differenza $D(f)$.

all'uscita di questi si otterranno due tensioni e_{r1} ed e_{r2} sensibilmente uguali alle ampiezze E_1 ed E_2 , e quindi dipendenti dalla frequenza e dall'ampiezza di \bar{E}_i , con le leggi:

$$(3) \quad e_{r1} = A_1(f) E_i \quad , \quad e_{r2} = A_2(f) E_i \quad ,$$

Ciò posto, supponiamo di sottrarre fra loro le due tensioni rivelate e_{r1} ed e_{r2} ; la differenza risulta:

$$(4) \quad e_{r1} - e_{r2} = (A_1 - A_2) E_i = D(f) E_i \quad ,$$

dove la differenza:

$$(5) \quad D(f) = A_1(f) - A_2(f) \quad ,$$

dipende dalla frequenza con la legge indicata dalla curva *b*) della figura 5. Pertanto la tensione $e_{r1} - e_{r2}$, per ogni valore di E_i , varia in funzione di f con la stessa legge indicata nella figura 5 *b*); essa è nulla per $f = f_0$, mentre per ogni altra frequenza compresa fra f' ed f'' è sensibilmente proporzionale allo scarto fra la frequenza di lavoro ed f_0 . Tale legge di dipendenza da f è del tutto idonea per effettuare la *discriminazione* e difatti i più comuni discriminatori sono basati sui principi ora visti; esamineremo ora il prototipo dei discriminatori che è detto *discriminatore di Foster-Seeley*.

3. — Il discriminatore di Foster-Seeley.

Lo schema del discriminatore di Foster-Seeley è indicato nella fi-

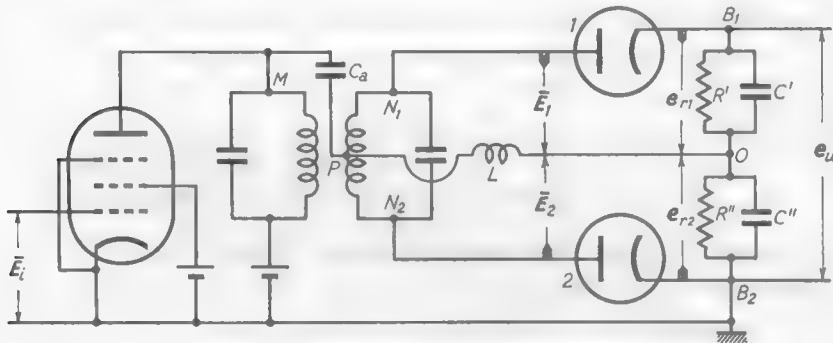


Fig. 6 — Discriminatore di Foster-Seeley.

gura 6. In esso è immediatamente riconoscibile l'amplificatore a doppia uscita della figura 4: gli estremi N_1, N_2 , del circuito risonante secondario

sono applicati ai due rivelatori costituiti dai diodi 1 e 2, dai gruppi $R' C'$, $R'' C''$ e dalla bobina L che chiude i circuiti per la corrente anodica dei due diodi, mentre si comporta come un circuito aperto per la radiofrequenza, impedendo così che il punto P (e quindi il punto M) sia collegato a massa tramite la grossa capacità C'' .

Per comprendere come avvenga la rivelazione delle tensioni \bar{E}_1 ed \bar{E}_2 , e la differenza delle due tensioni rivelate e_{r1} ed e_{r2} , occorre riferirsi allo schema equivalente della figura 7. Si tratta di due separati rivelatori: quello superiore fornisce, fra i punti B_1 ed O , il segnale e_{r1} ; quello inferiore fornisce il segnale e_{r2} fra B_2 ed O . Pertanto, fra B_1 e B_2 , si ha la desiderata differenza di potenziale $e_u = e_{r1} - e_{r2}$ che, per la (4) del n. 2, ha il valore:

$$(1) \quad e_u = e_{r1} - e_{r2} = (A_1 - A_2) E_i = D(f) E_i .$$

La tensione d'uscita e_u , a parità di ampiezza della tensione d'ingresso E_i , dipende quindi dalla frequenza secondo la legge indicata nella figura 5 b), che costituisce la *curva di risposta* del discriminatore.

Nella figura 8 è indicata la curva di risposta di un discriminatore adatto per ricevitori della radiodiffusione ($f_0 = 10,7 \text{ MHz}$) ed il suo meccanismo di funzionamento: supponiamo, ad esempio, che la tensione d'ingresso \bar{E}_i sia un'oscillazione di frequenza $10,7 \text{ MHz}$ ⁽³⁾, modulata sinusoidalmente con $\delta = 70 \text{ kHz}$; la frequenza varia quindi con la legge:

$$(2) \quad f = f_0 + 70 \cdot 10^3 \text{ sen } 2\pi f_m t ,$$

indicata graficamente nel diagramma a) della figura 8. Con ovvia costruzione grafica si ottiene allora il diagramma b) che rappresenta l'andamento nel tempo della tensione d'uscita del discriminatore. L'espressione

⁽³⁾ - Questo è un valore comune della media frequenza dei ricevitori a modulazione di frequenza domestici.

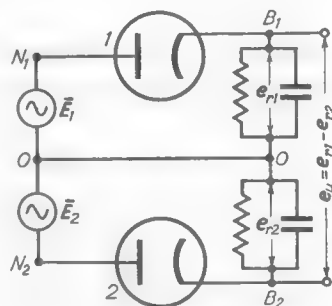


Fig. 7 — Schema ridotto del discriminatore.

della tensione d'uscita del discriminatore risulta:

$$(3) \quad e_u = D(f) E_i \cong 6 E_i \text{ sen } 2\pi f_m t ;$$

essa è dunque un segnale sinusoidale di frequenza f_m e di ampiezza pari a circa 6 volte l'ampiezza E_i dell'oscillazione d'ingresso. Se, ad esempio,

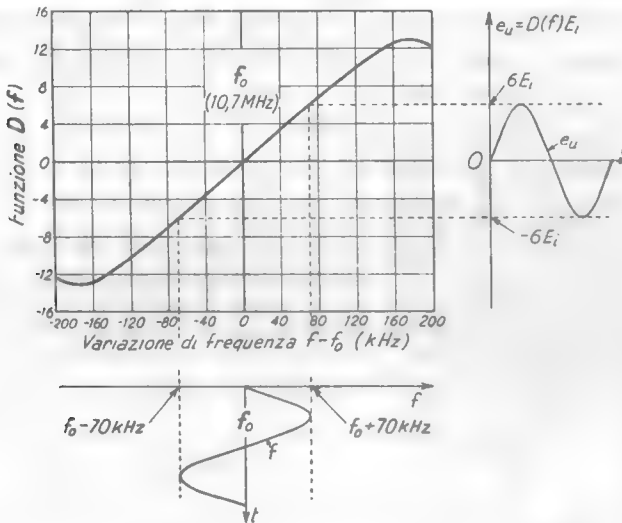


Fig. 8 — Curva di risposta e meccanismo di funzionamento di un discriminatore per ricevitori radiofonici.

l'ampiezza dell'oscillazione d'ingresso è 1 V, il segnale d'uscita ha una ampiezza 6 V.

4. — Dipendenza della tensione d'uscita del discriminatore dalla modulazione d'ampiezza. Limitatori ed autoregolatori.

Dalle considerazioni svolte nel numero precedente, ed in particolare dalla formula (3), appare che la tensione d'uscita del discriminatore di Foster-Seely dipende, oltre che dalla legge con cui è modulata la frequenza dell'oscillazione d'ingresso \bar{E}_i , anche dall'ampiezza di questa. Deriva da ciò la conseguenza che se l'ampiezza E_i dell'oscillazione d'ingresso varia nel tempo a causa di un'eventuale modulazione di ampiezza, varia corrispondentemente anche e_u : questo fatto rappresenta un grave

inconveniente perchè la modulazione d'ampiezza della tensione d'ingresso proviene comunemente — come vedremo nei nn.10-11 — da disturbi (interferenze, rumori).

In considerazione di ciò, nei ricevitori per modulazione di frequenza, il discriminatore deve essere preceduto da un organo, detto *limitatore d'ampiezza*, il quale ha il compito di portare ad un valore costante l'ampiezza della tensione d'ingresso. È generalmente lo stesso pentodo amplificatore del discriminatore (fig. 6) che funziona da limitatore; per questo il tubo è fatto lavorare in condizioni tali da avere una brusca interdizione in corrispondenza ad una tensione negativa di pochi volt, ad esempio $V_{gi} = -3\text{ V}$, ed inoltre nel suo circuito di griglia (fig. 9) è po-

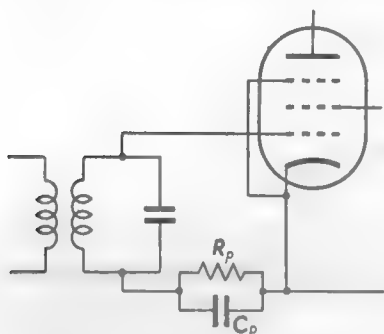


Fig. 9 — Circuito di griglia del limitatore.

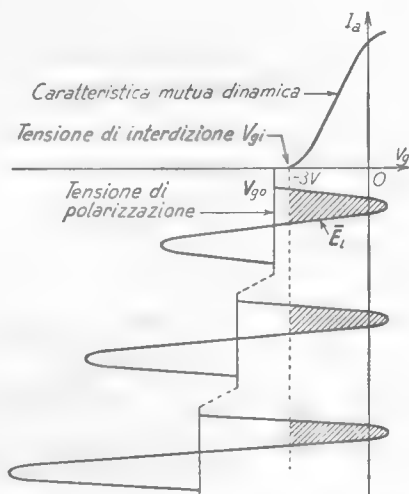


Fig. 10 — Azione regolatrice della polarizzazione automatica.

sto un gruppo $C_p R_p$ per la *polarizzazione automatica* di griglia (Cap. V, n. 5). La limitazione è ottenuta sfruttando l'azione regolatrice della polarizzazione automatica, secondo il principio schematicamente indicato nella figura 10: se l'ampiezza dell'oscillazione a radiofrequenza applicata alla griglia è superiore a V_{gi} e la costante di tempo del gruppo $R_p C_p$ è sufficientemente piccola (⁴), la tensione di polarizzazione V_{g0} , che automaticamente nasce ai capi del gruppo, varia in concomitanza al variare di E_i , facendo sì che l'ampiezza della tensione alternata anodica rimanga sensibilmente

(⁴) - Di fronte al periodo delle fluttuazioni dell'ampiezza: valori comuni della costante di tempo sono dell'ordine di $1+4\ \mu\text{sec}$.

costante. Perchè l'azione regolatrice sia veramente efficace occorre che l'oscillazione applicata alla griglia abbia ampiezza molto superiore a V_{ut} — che come si è detto, è dell'ordine di qualche volt — e ciò richiede che l'amplificazione degli stadi che precedono il limitatore sia assai forte.

Attualmente, nei ricevitori economici, per evitare di compiere tale notevole amplificazione si ha tendenza a ridurre l'uso del limitatore, apportando al discriminatore delle modifiche che lo rendano meno sensibile alle variazioni di ampiezza del segnale d'ingresso. Il sistema più usato è quello di introdurre nell'amplificatore, facente parte del discriminatore, una *regolazione automatica del guadagno* che faccia crescere l'amplificazione quando l'ampiezza della oscillazione d'ingresso cala e la faccia diminuire quando E_i cresce. Si ottiene in tal modo, senza far uso del limitatore, che l'ampiezza della oscillazione d'uscita risulti praticamente indipendente dalle variazioni di E_i . Tale regolazione di guadagno è ottenuta con l'artificio (indicato nella figura 11 a) di collegare ai morsetti del circuito risonante secondario del discriminatore un circuito di carico costituito da un raddrizzatore a diodo: come sappiamo, la tensione continua V_c che si localizza ai capi del condensatore C è un poco inferiore all'ampiezza E , della tensione applicata al raddrizzatore a causa della scarica del condensatore sulla resistenza R (Vol. I, Cap. IV, n. 6).

Ne deriva che, ad ogni periodo, quando la tensione secondaria supera V_c , passa corrente nel diodo: si ha quindi dissipazione di energia che viene fornita dal circuito risonante; il coefficiente di risonanza di questo, e di conseguenza l'amplificazione del complesso e l'ampiezza stessa di \bar{E}_s , vengono perciò ad avere valori che dipendono dalla continua dissipazione di potenza prodotta dal raddrizzatore. Ciò posto, supponiamo che ad un'ampiezza E_{i_0} dell'oscillazione d'ingresso, corrisponda un'ampiezza E_{s_0} della tensione ai capi del raddrizzatore ed una tensione V_{c_0} ai capi di C ; se, per una causa qualunque, l'ampiezza dell'oscillazione d'ingresso

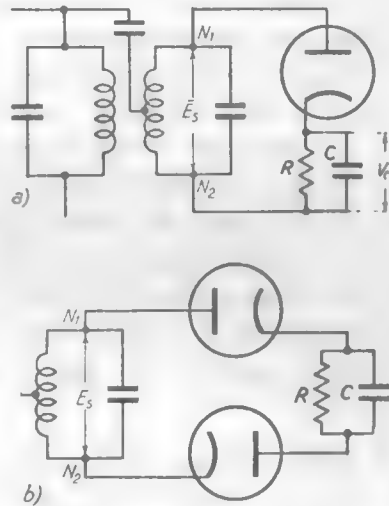


Fig. 11 — Circuito per la regolazione automatica del guadagno.

costante. Perchè l'azione regolatrice sia veramente efficace occorre che l'oscillazione applicata alla griglia abbia ampiezza molto superiore a V_{ut} — che come si è detto, è dell'ordine di qualche volt — e ciò richiede che l'amplificazione degli stadi che precedono il limitatore sia assai forte.

subisce una variazione ΔE_i , ad esempio in aumento, essa tende a far aumentare E_i dal valore E_{co} . Poichè la tensione del condensatore C non può cambiare immediatamente dal valore V_{co} , aumenta la differenza di potenziale ai capi del diodo e quindi anche la corrente in esso; ciò provoca un aumento della dissipazione di energia, a cui si associa una diminuzione di amplificazione, la quale contrasta, in definitiva, l'aumento di E_i , provocato dalla variazione ΔE_i . Con meccanismo analogo, ad una diminuzione dell'ampiezza dell'oscillazione d'ingresso viene a corrispondere una minore dissipazione da parte del diodo: ciò provoca un aumento di amplificazione che contrasta la diminuzione del segnale.

Il principio esposto trova applicazione comune in un discriminatore — detto *discriminatore a rapporto* — derivato da quello di Foster-Seeley e che attualmente ha diffusione molto vasta. Vedremo nel prossimo paragrafo, in cui ne faremo un esame particolareggiato, che in esso non si introduce un apposito diodo per la regolazione automatica del guadagno (fig. 11 a), ma si sfruttano invece i due diodi principali del discriminatore; per questo essi sono, ad arte, collegati in modo da risultare in serie ed equiversi fra loro (fig. 11 b), così che il loro comportamento sia identico a quello di un unico diodo.

5. — Discriminatore a rapporto.

Il *discriminatore a rapporto* è basato — come il discriminatore di

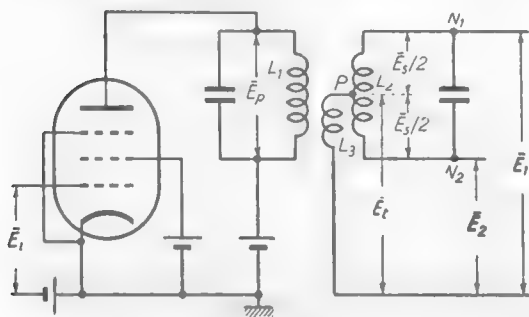


Fig. 12 — Amplificatore a doppia uscita usato nel discriminatore a rapporto.

Foster-Seely da cui è derivato — su un amplificatore che produce due tensioni d'uscita \bar{E}_1, \bar{E}_2 , le cui ampiezze dipendono dalla frequenza dell'oscillazione di ingresso con le leggi indicate nella figura 3 b). Al posto però dell'amplificatore del tipo di figura 4, usato nel discriminatore di Foster-Seeley, si adopera preferibilmente l'amplificatore di

figura 12, che ha comportamento identico ma offre maggiore elasticità nel risolvere alcuni problemi di adattamento di impedenza che sorgono

in relazione al dispositivo di regolazione automatica del guadagno. Il particolare effetto di simmetria delle due curve di risposta (n.2) è qui ottenuto sommando alle due mezze tensioni secondarie ($+\bar{E}_1/2$, $-\bar{E}_1/2$), non direttamente la tensione primaria \bar{E}_p (come nello schema della fig.4) ma una tensione \bar{E}_1 in fase con \bar{E}_p , ricavata da un avvolgimento L_1 , detto *terziario*, accoppiato strettamente al primario.

Le due uscite \bar{E}_1 , \bar{E}_2 dell'amplificatore di figura 12 sono applicate a due separati rivelatori i quali hanno — a differenza di quelli del discri-

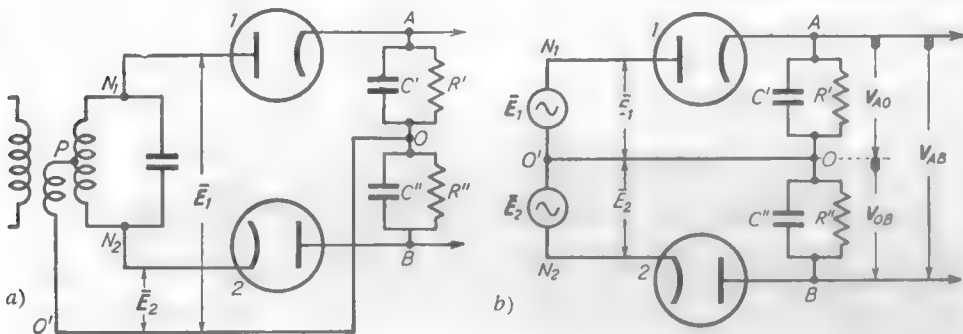


Fig. 13 — Circuito per la rivelazione di \bar{E}_1 ed \bar{E}_2 e suo schema equivalente.

minatore di Foster-Seeley (fig.6) — i due diodi invertiti l'uno rispetto all'altro: lo schema è indicato nella figura 13 a) ed è equivalente allo schema b) della stessa figura. Dai due rivelatori si ottengono due tensioni v_{AO} e v_{OB} praticamente uguali alle ampiezze E_1 , E_2 e, dato il verso di collegamento, con lo stesso segno, se misurate da A verso B:

$$(1) \quad v_{AO} = E_1 \quad , \quad v_{OB} = E_2 .$$

Ne deriva che la tensione esistente fra i punti A e B, v_{AB} , è uguale alla somma delle ampiezze E_1 ed E_2 :

$$(2) \quad v_{AB} = v_{AO} + v_{OB} = E_1 + E_2 .$$

Tenendo conto del modo di variare di E_1 ed E_2 con la frequenza (fig. 14 a), la legge di dipendenza da f della tensione v_{AB} risulta quella indicata dalla curva b) della figura 14, ottenuta sommando, ascissa per ascissa, le ordinate delle curve di E_1 ed E_2 .

Nel *discriminatore a rapporto* fra i punti AB è posto un partitore di tensione costituito da due resistenze uguali (fig. 15 a) che divide esat-

tamente per metà la tensione v_{AB} ; allora, fra il suo punto centrale Q e l'estremo inferiore B si ha una differenza di potenziale:

$$(3) \quad v_{QB} = \frac{v_{AB}}{2} = \frac{E_1 + E_2}{2}.$$

Poichè fra il punto O e lo stesso estremo inferiore B si ha una differenza di potenziale $v_{OB} = E_2$, fra i punti Q ed O esisterà in definitiva la differenza di potenziale:

$$(4) \quad v_{QO} = v_{QB} - v_{OB} = \\ = \frac{E_1 + E_2}{2} - E_2 = \frac{E_1 - E_2}{2};$$

v_{QO} è, quindi, pari alla semidifferenza fra le ampiezze E_1 , E_2 ed ha perciò l'andamento indicato dalla curva c) della figura 14, ottenuta sottraendo, ascissa per ascissa, e dividendo per due, le ordinate delle curve a) della stessa figura 14. La differenza di potenziale fra Q e O , $v_{QO} = (E_1 - E_2)/2$, costituisce il segnale d'uscita del discriminatore a rapporto: esso dipende dalla frequenza con legge identica a quella del discriminatore di Foster-Seeley. Negli schemi pratici il punto Q è collegato a massa (fig. 15 b') per cui la tensione d'uscita si preleva fra il punto O e massa; ciò comporta unicamente

un'inversione di segno del segnale d'uscita che non ha alcuna conseguenza pratica sul funzionamento del discriminatore. Con i vari accorgimenti e le successive aggiunte il circuito è in definitiva divenuto quello indicato nella figura 16, ma esso non è ancora completo; infatti esso non è che una speciale forma di discriminatore la cui tensione d'uscita (a parte il fattore $1/2$) risponde alle variazioni di frequenza nello stesso modo di

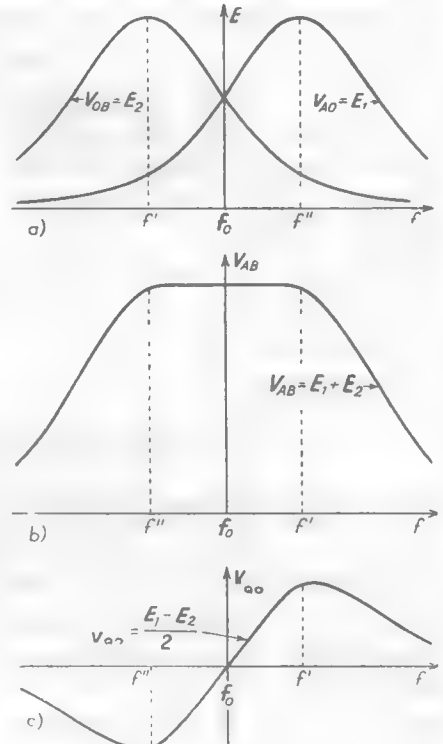


Fig. 14 — Andamento in funzione di f delle tensioni $v_{AO} = E_1$, $v_{OB} = E_2$ (a); della loro somma $v_{AB} = E_1 + E_2$ (b) e della loro semidifferenza $v_{QO} = (E_1 - E_2)/2$.

quella del discriminatore di Foster-Seeley, ma anche alle variazioni di ampiezza dell'oscillazione d'entrata, perchè il controllo automatico di guadagno, di cui si è parlato nel paragrafo precedente, nel circuito della figura 16 non è stato ancora introdotto.

In vista di ciò, osserviamo che entro il campo di frequenza compreso fra f' ed f'' (fig. 14), in cui la caratteristica di funzionamento del discrimi-

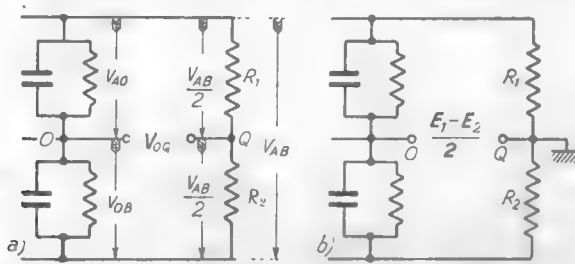


Fig. 15 — Aggiunta di un partitore resistivo R_1, R_2 al circuito della figura 13.

minatore è utilizzata, la tensione $v_{AB} = E_1 + E_2$ è praticamente indipendente dalla frequenza, per cui al variare di questa essa non cambia; nessun effetto sull'azione discriminatrice può quindi avvenire collegando

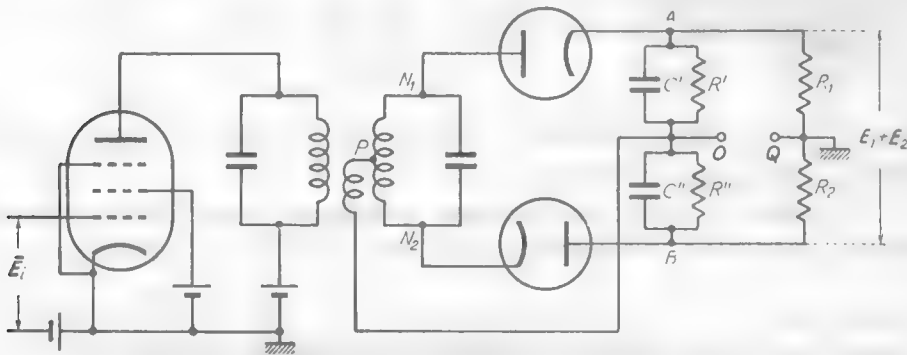


Fig. 16 — Schema parziale del discriminatore a rapporto.

fra A e B un grosso condensatore C che impedisca che la tensione fra A e B possa variare per altre cause.

Con l'aggiunta del condensatore C (fig. 17 *a*) il circuito del discriminatore a rapporto è finalmente completo; in esso è ben riconoscibile (fig. 17 *b*) il circuito di regolazione di guadagno, del tipo di figura 11 *b*) (n. 4), che è costituito dai due diodi aventi in serie il gruppo formato

dalla capacità C e dalla resistenza $R (=R_1+R_2)$ in parallelo fra loro. Ne deriva che il condensatore C , senza alterare la funzione di discriminazione (perchè non fa che impedire le fluttuazioni della tensione v_{AB} , già di per sè invariabile al variare della frequenza, come indica la fi-

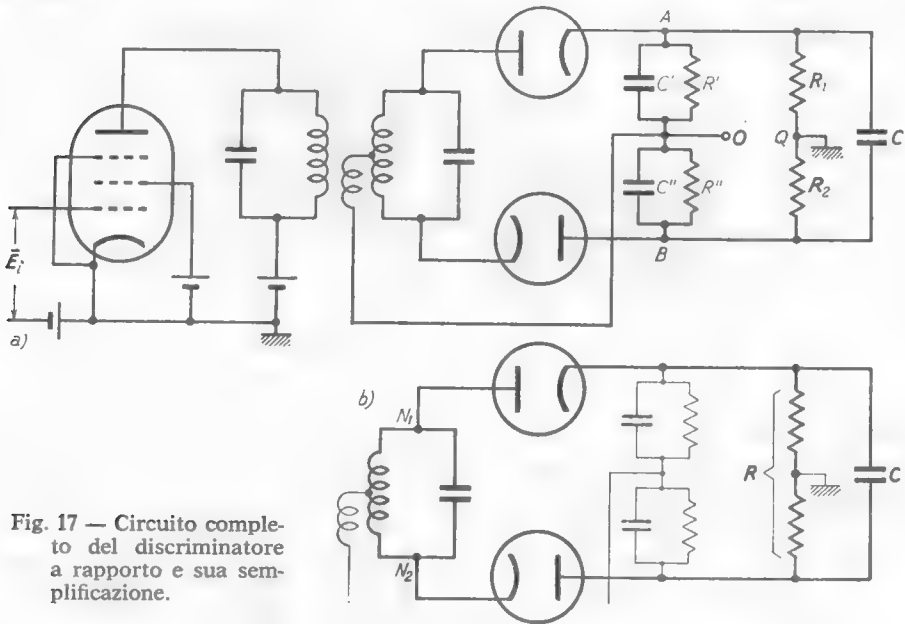


Fig. 17 — Circuito completo del discriminatore a rapporto e sua semplificazione.

gura 14 *b*), introduce l'azione di regolazione automatica del guadagno propria del circuito di figura 11.

In definitiva, dalle considerazioni precedenti appare che il *discriminatore a rapporto* ⁽⁵⁾ è l'unione di due circuiti fra loro strettamente com-

(5) - Il nome di *discriminatore a rapporto* ("ratio detector,") deriva dal fatto che la tensione $v_{QO}=(E_1-E_2)/2$ è funzione del rapporto E_1/E_2 . Si ha infatti l'identità:

$$E_1 - E_2 = (E_1 + E_2) \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2},$$

che si può scrivere:

$$E_1 - E_2 = v_{AB} \frac{E_1/E_2 - 1}{E_1/E_2 + 1}.$$

Siccome v_{AB} è, ad arte, reso costante mediante il condensatore C , la differenza $E_1 - E_2$ è funzione solo del rapporto E_1/E_2 ; poichè al variare di E_1 le due tensioni E_1 ed E_2 variano in maniera concomitante, il loro rapporto non varia e di conseguenza $E_1 - E_2$ risulta indipendente dalle variazioni dell'ampiezza della tensione d'ingresso.

penetrati; uno per la discriminazione e l'altro per la regolazione automatica del guadagno. Indipendentemente dalla spiegazione data, necessariamente frammentaria ed incompleta, *il circuito si comporta effettivamente come un discriminatore la cui uscita risente assai poco dell'eventuale modulazione di ampiezza del segnale d'ingresso.*

All'atto pratico lo schema del discriminatore a rapporto, indicato nella figura 16 subisce qualche variante e semplificazione: ad esempio

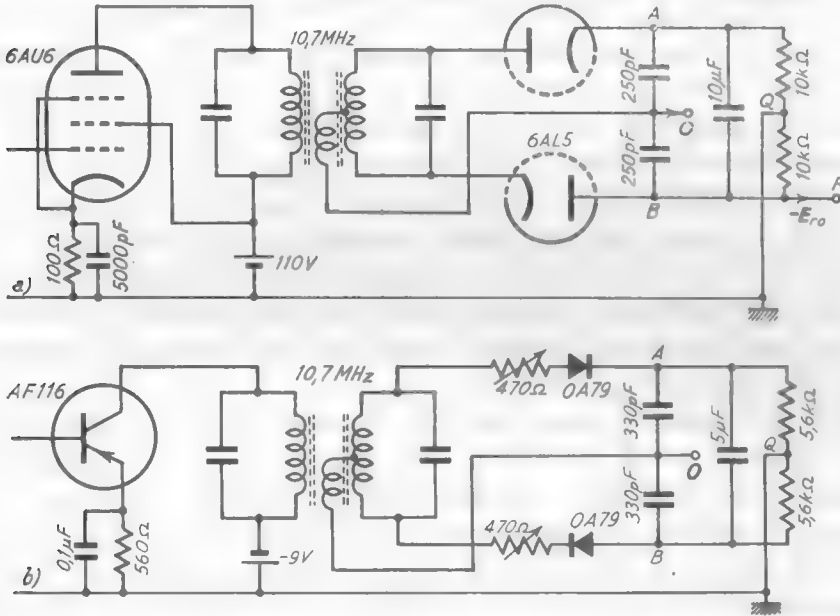


Fig. 18 — Pratico discriminatore a rapporto usato in ricevitori per radio-diffusione ($f_0=10,7$ MHz) a tubi ed a transistori.

le due resistenze R' ed R'' dei gruppi di rivelazione si dimostrano non necessarie, potendo la funzione di scarica dei condensatori C' e C'' essere disimpegnata dalle resistenze R_1 ed R_2 , se opportunamente dimensionate. Lo schema risultante è indicato nella figura 18 a) e si riferisce ad un discriminatore usato in ricevitori radiofonici ($f_0=10,7$ MHz, $\delta_M=75$ kHz): la tensione d'uscita rivelata è ricavata fra il morsetto O e massa, mentre fra il morsetto R e massa è prelevabile una tensione negativa costante di valore uguale ad $(E_1 + E_2)/2$ (figg. 15-16); essa è utilizzata nei ricevitori, come vedremo, per effettuare la *regolazione automatica della sensibilità* con gli stessi metodi impiegati nei ricevitori per modulazione d'ampiezza (Cap. X, n. 6).

Le considerazioni precedenti sono state svolte unicamente per i circuiti a tubi, ma esse valgono, senza varianti di rilievo, anche per i circuiti a transistori. La figura 18 *b*) mostra appunto un discriminatore a rapporto di un ricevitore radiofonico a transistori; le piccole resistenze regolabili poste in serie ai diodi a cristallo servono per rendere perfettamente uguali i due rivelatori e sono usate qualche volta anche nei circuiti a tubi.

6. — Generalità sui ricevitori per modulazione di frequenza.

I ricevitori per modulazione di frequenza sono del tipo *supereterodina* come quelli per modulazione d'ampiezza e, qualitativamente, differiscono da questi solo per avere il discriminatore al posto del rivelatore. Quantitativamente, invece, la differenza più importante è nella larghezza del canale di frequenza occupato dalle oscillazioni modulate in frequenza di fronte a quella delle oscillazioni modulate in ampiezza (Cap. I, n. 9; Cap. XI, n. 1). Ciò richiede negli amplificatori a frequenza intermedia (Cap. X, n. 3) una banda passante molto più grande di quella necessaria per la modulazione di ampiezza: dell'ordine di 200 kHz nei sistemi a radiodiffusione con $\delta_M = 75$ kHz.

Per non incorrere nelle difficoltà che nascono negli *amplificatori a banda larga* ⁽⁶⁾ si sceglie per la frequenza intermedia un valore abbastanza elevato, così che la banda risulti una piccola percentuale della frequenza centrale: comunemente il valore standard nei ricevitori per la radiodiffusione è $f_i = 10,7$ MHz. Si costruiscono attualmente per la radiodiffusione od a scopo professionale dei ricevitori che, con una semplice manovra di commutazione, possono essere usati per la ricezione di onde modulate in frequenza ed in ampiezza: si tratta in realtà di due distinti ricevitori, contenuti entro un medesimo pannello, che utilizzano alcune parti in comune (come l'alimentatore anodico, l'amplificatore di bassa frequenza, l'altoparlante) e vari tubi commutati dall'uno all'altro circuito.

Nella figura 19 sono indicati gli schemi di principio di due ricevitori utilizzanti, il primo il *discriminatore di Foster-Seeley* ed il secondo il

⁽⁶⁾ - Come si è detto nel n. 4 del Cap. III si considerano a *banda larga* quegli amplificatori nei quali la banda passante è il 10÷20% della frequenza centrale; la loro difficoltà di attuazione è assai maggiore di quella degli amplificatori a *banda stretta*, in cui la banda passante è pochi percento della frequenza centrale.

discriminatore a rapporto: in entrambi il segnale proveniente dall'antenna è applicato ad un amplificatore preselettore (a), accordato sulla frequenza dell'onda in arrivo, la cui uscita è collegata al tubo convertitore di frequenza (b), al quale giunge anche l'oscillazione prodotta dall'oscillatore locale (c). L'oscillazione a frequenza differenza (frequenza intermedia, f_i) è applicata all'amplificatore di media frequenza (d), del

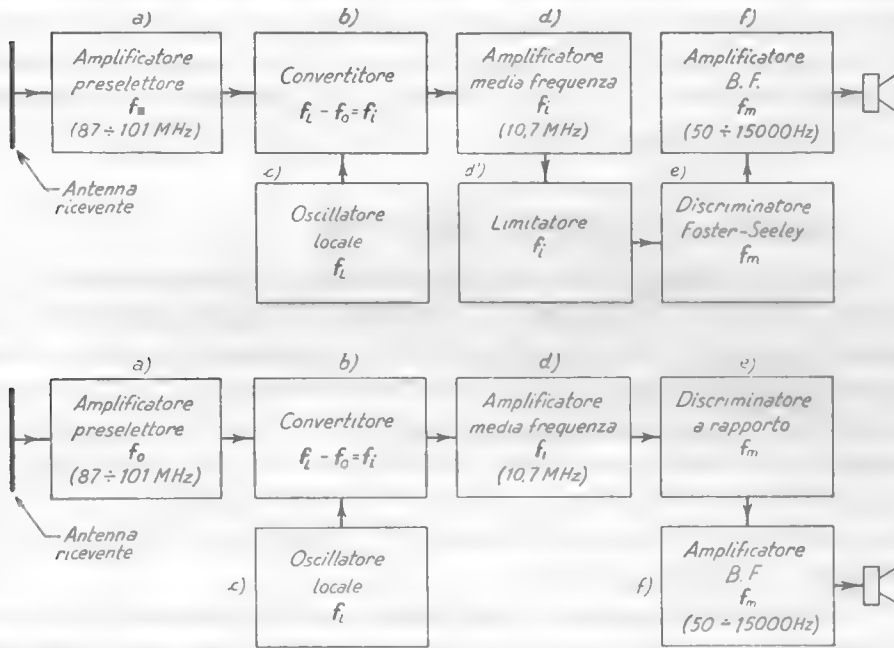


Fig. 19 — Schemi di principio di ricevitori per radiodiffusione a m. d. f. utilizzando il discriminatore di Foster-Seeley ed il discriminatore a rapporto.

tipo a filtro di banda; la sua tensione d'uscita è applicata al discriminatore (e), tramite il limitatore (d') nel primo ricevitore, direttamente nel secondo. Nel discriminatore l'oscillazione di media frequenza viene convertita in oscillazione di bassa frequenza, che è amplificata in ampiezza ed in potenza nell'amplificatore di bassa frequenza (f) ed infine applicata all'altoparlante.

Nel primo ricevitore della figura 19, il corretto funzionamento del limitatore (la cui presenza è imposta dall'uso del discriminatore di Foster-Seeley) richiede che l'amplificazione di media frequenza sia assai più elevata che nel secondo ricevitore e ciò comporta una maggiore compli-

cazione tecnica ed un costo più elevato. L'indipendenza dalle fluttuazioni dell'ampiezza dell'oscillazione in arrivo risulta peraltro assai maggiore nel primo tipo che nel secondo: per cui il primo schema è preferibilmente usato nei ricevitori di classe ed in quelli professionali, mentre il secondo è normalmente usato nei ricevitori più economici, come sono quelli usati per la radiodiffusione. A scopo di applicazione delle nozioni acquisite esamineremo con qualche dettaglio nei paragrafi seguenti la costituzione di un ricevitore radiofonico di un tale tipo, operante nel campo di frequenza $87 \div 101$ MHz, attuato mediante tubi; facendo riferimento al secondo schema della figura 19, esamineremo nel prossimo paragrafo i circuiti relativi alla preselezione ed alla conversione di frequenza.

7. — Conversione di frequenza e preselezione.

I tubi pentagriglia non sono utilizzabili per la conversione di frequenza (Cap. VIII, n. 2) quando le oscillazioni da convertire hanno frequenze superiori ad una settantina di MHz, soprattutto a causa di accoppiamenti parassiti che avvengono nel loro interno fra i vari elettrodi. La conversione delle oscillazioni di frequenza $f_o = 87 \div 101$ MHz in oscillazioni di frequenza $f_i = 10,7$ MHz, indicata sullo schema della figura 19, si compie allora, normalmente, sfruttando il funzionamento non lineare di un tubo (pentodo o triodo) secondo lo schema generale di principio della figura 4 del Cap. VIII, n. 1.

Triodi e pentodi impiegati come convertitori di frequenza producono, in generale, più *rumore* (Cap. X, n. 10) che quando sono usati come amplificatori; seguendo, allora, il criterio indicato alla fine del n. 10 del Cap. X, conviene applicare al convertitore un'oscillazione già abbastanza elevata. Per questo motivo, in tutti i ricevitori a modulazione di frequenza lo stadio convertitore è preceduto da un amplificatore che amplifica l'oscillazione in arrivo introducendo meno rumore del convertitore; esso ha poi il compito di effettuare la *preselezione* dell'oscillazione in arrivo, onde evitare la possibilità che al convertitore giungano oscillazioni aventi *frequenza immagine* di quella che si vuol ricevere (Cap. X, n. 3). Il complesso dell'amplificatore e del convertitore costituisce molto spesso una unità circuitale denominata *sintonizzatore* ("tuner,,).

L'amplificatore è normalmente costituito da un unico stadio di amplificazione a circuito anodico accordato attuato con un pentodo o, più comunemente, con un triodo; quest'ultimo viene impiegato nella dispo-

sizione con griglia a potenziale fisso ed entrata catodica (Cap. IV, n. 3, fig. 5) o, meglio, nello schema *cascodo* (Cap. IV, n. 3, fig. 7).

Nella figura 20 è mostrato uno schema semplificato di convertitore (tubi 2, 2') preceduto da un *cascodo* (triodi 1, 1'). Quest'ultimo è realizzato seguendo lo schema della figura 7 del Cap. IV (n. 3). Le sole varianti riguardano la polarizzazione del triodo 1 (triode ad entrata catodica)

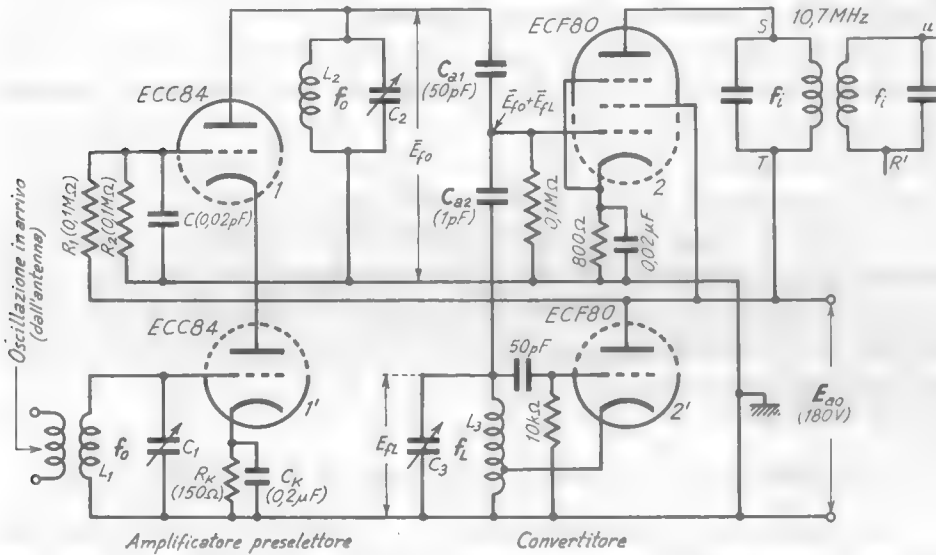


Fig. 20 — Schema semplificato di un convertitore (attuato col triodo-pentodo ECF80) preceduto da un amplificatore a cascodo (doppio triodo ECC84).

— che è ottenuta dalla tensione di alimentazione mediante il partitore resistivo R_1, R_2 (*) — e la polarizzazione del triodo 1, attuata col solito gruppo catodico $R_K C_K$.

Lo schema del convertitore di frequenza segue fedelmente quello della figura 5 del Cap. VIII (n. 2): alla griglia del pentodo giunge sia l'oscillazione \bar{E}_{f_0} amplificata dal cascodo, che ha la frequenza prescelta f_0 , sia l'oscillazione \bar{E}_{f_L} a frequenza f_L , prodotta dall'*oscillatore locale*; questo è un oscillatore a triodo (2'), di tipo Hartley, accoppiato alla griglia del pentodo molto lascamente mediante un piccolissimo conden-

(*) - La capacità C ha il compito di mantenere rigorosamente fisso il potenziale della griglia, così che essa possa comportarsi da schermo elettrostatico fra placca e catodo.

satore (in figura, $C_{a2}=1$ pF), affinché l'accordo del suo circuito risonante influenzi il meno possibile l'accordo del circuito risonante anodico del cascode. Il filtro di banda del convertitore, destinato a selezionare (Cap. VII, n. 1, fig. 14) ed a comunicare all'amplificatore a frequenza intermedia l'oscillazione a frequenza f_i modulata in frequenza, deve avere una banda passante dell'ordine di 200 kHz: l'accordo dei due circuiti risonanti è ottenuto con pistoncini di materiale ferromagnetico che si affondano più o meno entro i due induttori.

Qualche volta l'amplificatore-preselettore ed il convertitore hanno una composizione molto più semplice di quella dell'esempio considerato nella figura 20. Tutto il complesso è attuato con due triodi (facenti parte di un unico *doppio triodo*): il primo è usato come amplificatore ad entrata catodica, che riceve sul catodo l'oscillazione in arrivo e l'amplifica; il secondo (che funge contemporaneamente da oscillatore locale e da convertitore) è montato in uno schema di *convertitore oscillante*, molto simile a quello da noi esaminato in relazione ai transistori (Cap. VIII, n. 3, fig. 11). Anche nei ricevitori a transistori si usa, in generale, il medesimo schema di principio.

8. — L'amplificatore a frequenza intermedia ed il discriminatore.

La tensione che esce dal convertitore di frequenza (fig. 20) è applicata all'amplificatore a frequenza intermedia e di qui al discriminatore: uno schema tipico dei due organi è indicato nella figura 21.

Il filtro di banda posto all'estremo sinistro fa parte del convertitore (le lettere *ST* agli estremi del primario aiuteranno a stabilirne l'attacco al circuito di figura 20). La tensione ai capi del secondario è applicata al primo stadio di amplificazione di media frequenza, del tipo a filtro di banda (Cap. III, n. 3), attuato con un pentodo a *conduttanza mutua variabile* (Cap. III, n. 6); la sua polarizzazione è ottenuta in parte con un gruppo di polarizzazione catodica $C_k R_k$ ed in parte con una tensione negativa, $-E_{RO}$, che proviene dal discriminatore a rapporto (n. 5, fig. 18, morsetto *R*) e *provvede a regolare automaticamente la sensibilità* del ricevitore (Cap. X, n. 6), variando l'amplificazione del pentodo in oggetto. La tensione che si ha al secondario del filtro di banda del primo stadio è applicata all'ingresso del secondo stadio di amplificazione (attuato anch'esso con un pentodo), di cui fa parte il *discriminatore a rapporto* (le lettere aiuteranno a stabilire la correlazione fra lo schema attuale

e quello identico della figura 18 a). Si noti il collegamento fra il punto R del discriminatore ed il punto R' all'ingresso dell'amplificatore, che provvede a portare al primo tubo la tensione continua $-E_{RO}$ per la *regolazione automatica di sensibilità*; la resistenza in serie, R_f , ed il condensatore C_f verso massa costituiscono un filtro passa-basso che ha lo scopo

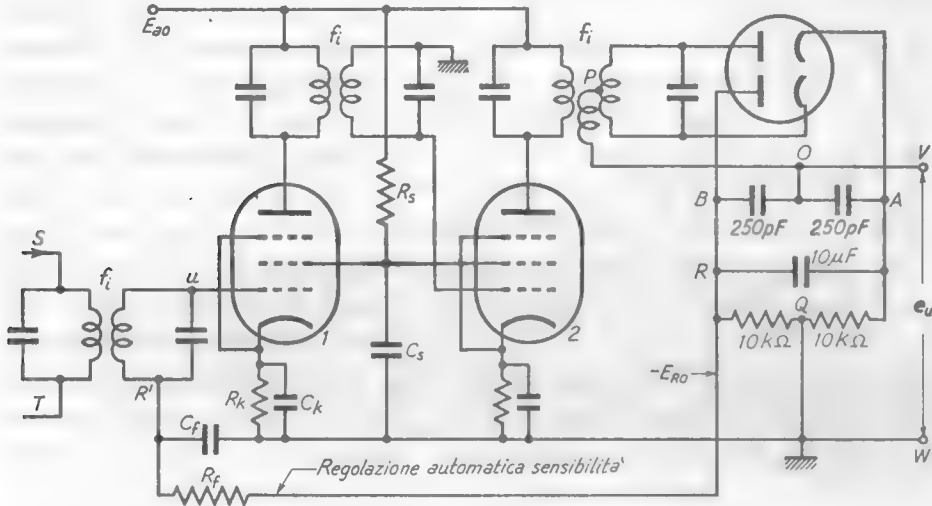


Fig. 21 — Amplificatore a frequenza intermedia e discriminatore.

di evitare che residue tensioni di bassa frequenza presenti nel punto R giungano alla griglia del pentodo regolato.

La selettività del ricevitore è affidata essenzialmente ai filtri di banda del convertitore e del primo amplificatore di media frequenza: essi operano all'incirca all'accoppiamento critico ed il loro accordo viene compiuto mediante nuclei regolabili in materiale ferromagnetico.

9. — L'amplificatore di bassa frequenza.

Il segnale all'uscita del discriminatore è applicato ad un amplificatore di bassa frequenza, di tipo convenzionale, costituito da uno stadio di amplificazione a resistenza e capacità e da uno stadio di amplificazione di potenza a trasformatore; come nei ricevitori per modulazione d'ampiezza si ha naturalmente il *controllo di volume* ed il *controllo di tono*. Si ha poi, proprio all'ingresso dell'amplificatore, un organo tipico dei ricevitori a modulazione di frequenza che si chiama *circuito di deenfasi*.

Si tratta di un semplice filtro passa-basso a resistenza e capacità, del tipo indicato nella figura 22, avente una costante di tempo $RC = 50 \cdot 10^{-6}$ sec, che ha il compito di deprimere, con una legge prefissata, i toni alti contenuti nel segnale rivelato:

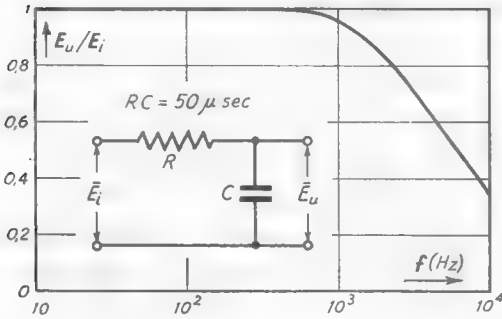


Fig. 22 — Circuito di deenfasi e curva di risposta relativa.

la progressiva attenuazione dell'ampiezza al crescere della frequenza ha, per convenzione, l'andamento indicato nella figura 22. Il circuito ha lo scopo di ridurre i disturbi che si manifestano prevalentemente sui toni alti, come vedremo nei nn.10-11; esso naturalmente produce anche una depressione dei toni alti del segnale, cioè una modifica-

zione del segnale stesso, che risulterebbe intollerabile. Ma in trasmissione il segnale di bassa frequenza viene pre-modificato, esaltando i toni alti mediante un *circuito di preenfasi* (attuato con un semplice filtro

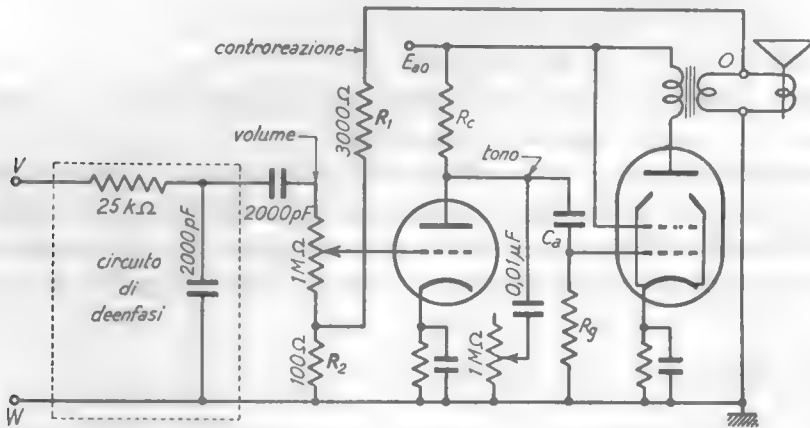


Fig. 23 — Amplificatore di bassa frequenza.

passa-alto a resistenza e induttanza con costante di tempo $50 \mu\text{sec}$), con curva di risposta esattamente antitetica rispetto a quella indicata nella figura 22; in definitiva, la successiva applicazione della *preenfasi* (in trasmissione) e della *deenfasi* (in ricezione) lascia inalterata la composi-

zione spettrale del segnale di bassa frequenza, mentre la deenfasi in ricezione deprime fortemente i disturbi.

Nella figura 23 è mostrato l'amplificatore di bassa frequenza in un caso tipico: si noti, all'ingresso, il circuito di deenfasi costituito da una resistenza da 25 k Ω e da un condensatore da 2000 pF. Subito dopo si ha il controllo di volume e l'inserimento nel circuito di griglia della tensione di *controreazione* (Vol. I, Cap. XIII, n. 1, fig. 1) che proviene dal secondario del trasformatore d'uscita: le resistenze R_1 ed R_2 stabiliscono il dosaggio della tensione di controreazione. Ciò che segue non presenta particolarità di rilievo: rispetto al corrispondente amplificatore che si ha nei ricevitori per modulazione di ampiezza occorre solo osservare che la banda passante dell'amplificatore deve essere più ampia, così da permettere l'amplificazione corretta fino a frequenze di 15 kHz, dato che, in trasmissione, il segnale modulante comprende frequenze fino a questo ordine di grandezza (Cap. XI, n. 2).

10. — Comportamento dei ricevitori a modulazione di frequenza di fronte alle interferenze: confronto con la modulazione di ampiezza.

Una delle ragioni principali del successo dei sistemi a modulazione di frequenza e della loro estesa applicazione risiede nel fatto che, in certe condizioni, essi presentano rispetto ai sistemi a modulazione d'ampiezza una maggiore indipendenza dalle perturbazioni derivanti sia dall'*interferenza* fra stazioni diverse, sia dai disturbi di origine esterna od interna agli apparati.

Consideriamo dapprima il caso dell'interferenza fra due stazioni diverse: supponiamo per questo che sul ricevitore, accordato su una frequenza f_0 , giunga, oltre che un'oscillazione utile a frequenza f_0 , anche un'oscillazione non desiderata di frequenza f_d poco diversa da f_0 ; diciamo F lo scarto fra f_d ed f_0 :

$$(1) \quad F = f_d - f_0 .$$

Supponiamo, per un momento, che entrambe le oscillazioni *non siano modulate* ed abbiano le espressioni:

$$(2) \quad e_0 = E_0 \text{ sen } 2\pi f_0 t \quad , \quad e_d = E_d \text{ sen } 2\pi f_d t \quad ,$$

essendo E_d minore di E_0 ; rappresentiamo inoltre le due tensioni con due

vettori \vec{E}_o ed \vec{E}_d ruotanti attorno alla loro origine comune O con le velocità angolari $\omega_o = 2\pi f_o$, $\omega_d = 2\pi f_d$. Se pensiamo di trovarci su una piattaforma che giri attorno ad O con velocità angolare ω_o , solidalmente al vettore \vec{E}_o , vedremo questo fermo ed \vec{E}_d ruotante attorno ad O con velocità angolare pari alla differenza fra ω_d ed ω_o , che diremo Ω :

$$(3) \quad \Omega = \omega_d - \omega_o = 2\pi(f_d - f_o) = 2\pi F.$$

La situazione dei due vettori sulla piattaforma ruotante sia, ad un certo istante, quella indicata nella figura 24-a): il vettore \vec{E}_r , somma di \vec{E}_o ed

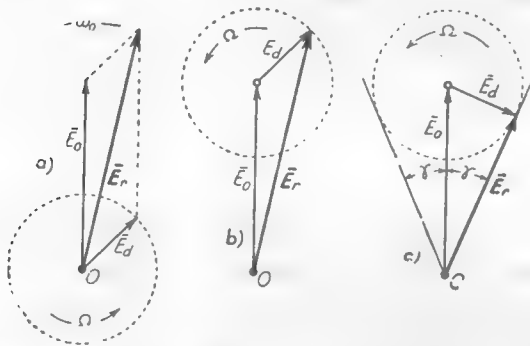


Fig. 24 — Diagrammi vettoriali per lo studio dell'interferenza di due oscillazioni.

\vec{E}_d — che rappresenta quindi la tensione $e_r = e_o + e_d$ applicata all'ingresso del ricevitore — ruota con velocità ω_o insieme con la piattaforma, ma oscilla ritmicamente attorno ad \vec{E}_o con frequenza F , variando contemporaneamente la sua ampiezza fra i valori $E_o + E_d$ ed $E_o - E_d$. Ciò appare chiaramente dalla costruzione della figura 24 b), in cui \vec{E}_d è spiccato dal vertice di \vec{E}_o

e ruota attorno ad esso. In conseguenza dell'interferenza delle due oscillazioni si ha, dunque, un'oscillazione e_r di frequenza f_o (in quanto il vettore \vec{E}_r ruota con velocità media $\omega_o = 2\pi f_o$) con ampiezza e fase variabili entrambe col ritmo F , cioè in definitiva si ha un'oscillazione modulata in ampiezza ed in fase ⁽⁸⁾.

La massima variazione di fase di e_r da e_o si ha nelle condizioni della figura 24 c) ed ha il valore:

$$(4) \quad \gamma = \arcsen \frac{E_d}{E_o};$$

⁽⁸⁾ - Si tratta evidentemente del fenomeno dei battimenti fra le oscillazioni e_o ed e_d , accennato nel Cap. VII, n. 11. Il risultato attuale rappresenta una generalizzazione di quanto allora visto; dall'esame dell'oscillazione modulata dai battimenti (Cap. VII, n. 11, fig. 23) non poteva infatti arguirsi la modulazione di fase, che appare invece chiaramente studiando il moto dei vettori rappresentativi.

essa esprime la *deviazione di fase* dell'oscillazione e_r (Cap. XI, n. 6). Alla modulazione di fase con deviazione γ e frequenza modulante F corrisponde una modulazione di frequenza con indice di modulazione $m_f = \gamma$ e frequenza modulante F : poichè m_f è il rapporto fra la deviazione di frequenza e la frequenza modulante, ne deduciamo che l'interferenza fra e_o ed e_d dà luogo ad un'oscillazione *modulata in frequenza*, con deviazione:

$$(5) \quad \delta_r = m_f F = \gamma F ,$$

e *modulata in ampiezza*, con la medesima frequenza modulante F .

Tutto ciò vale sia per i ricevitori a modulazione di ampiezza, sia per quelli a modulazione di frequenza: per i primi la modulazione di frequenza è senza effetto, mentre la modulazione d'ampiezza dà luogo ai noti *fischi di interferenza*; per i secondi, invece, è la modulazione di ampiezza che è senza effetto, grazie all'azione del limitatore o del regolatore di guadagno insito nel discriminatore a rapporto. La modulazione di frequenza, invece, produce all'uscita del discriminatore una tensione di frequenza F ed ampiezza E_{ur} proporzionale a δ_r :

$$(6) \quad E_{ur} = m \delta_r = m \gamma F ;$$

sostituendo per γ l'espressione (4) si ottiene:

$$(7) \quad E_{ur} = m F \operatorname{arc\,sen} \frac{E_d}{E_o} .$$

Tale tensione, che si ha all'uscita del discriminatore, è applicata all'amplificatore di bassa frequenza; ma questo può amplificare solamente oscillazioni a frequenza acustica, con frequenze inferiori od uguali a 15 kHz. Solo, quindi, se F è inferiore a 15 kHz, la tensione nata dall'interferenza è amplificata e giunge all'uscita del ricevitore; poichè F esprime lo scarto fra la frequenza f_d ed f_o , ne deduciamo che *producono disturbo in uscita solo le oscillazioni interferenti di frequenza f_d comprese fra i valori $f_o + 15$ kHz ed $f_o - 15$ kHz*. Entro detti limiti, la formula (7) ci precisa che l'ampiezza della tensione che nasce dall'interferenza è tanto maggiore quanto più grande è F e, a parità di questa, quanto maggiore è il rapporto E_d/E_o .

Consideriamo ora il caso che il segnale utile e_o sia modulato in frequenza con la legge:

$$(8) \quad f = f_o + \delta \operatorname{sen} 2\pi f_m t ;$$

allora il vettore \bar{E}_o , nella figura 24, ruota sulla piattaforma con velocità angolare $2\pi\delta \text{ sen } 2\pi f_m t$ (Cap. XI, n. 5) ma, ad un certo istante, la situazione non è diversa da quella indicata nella figura 24 b). In un istante diverso tutta la figura risulterà ruotata verso destra o verso sinistra ma le relazioni di \bar{E}_r con \bar{E}_o ed \bar{E}_d non saranno sostanzialmente modificate. Questo si traduce nel fatto che la deviazione δ , dianzi calcolata non rappresenta più la deviazione assoluta di frequenza, ma piuttosto *la variazione di δ causata dall'interferenza con e_d* ; il risultato è che all'uscita del discriminatore si ha la tensione utile:

$$(9) \quad e_u = E_u \text{ sen } 2\pi f_m t = m \delta \text{ sen } 2\pi f_m t ,$$

a cui si sovrappone il segnale disturbante di ampiezza E_{ur} . Il rapporto fra le ampiezze del segnale utile e del segnale disturbante all'uscita del discriminatore risulta pertanto:

$$(10) \quad \frac{E_u}{E_{ur}} = \frac{m \delta}{m F \text{ arcsen } E_d/E_o} = \frac{\delta}{F} \frac{1}{\text{ arcsen } E_d/E_o} ,$$

ed è tanto più grande (a parità di scarto di frequenza $F=f_d-f_o$) quanto più grande è l'ampiezza E_o dell'oscillazione utile di fronte all'ampiezza E_d dell'oscillazione interferente e quanto più grande è la deviazione di frequenza δ dell'oscillazione utile.

Per renderci conto dell'entità del suddetto rapporto supponiamo che l'oscillazione utile abbia una deviazione $\delta=50$ kHz e l'oscillazione interferente abbia frequenza $f_d=f_o+1000$ Hz ed ampiezza $E_d=E_o/2$; dalla (10), essendo $F=1000$, $E_d/E_o=0,5$, $\text{ arcsen } 0,5=0,52$, risulta:

$$(11) \quad \frac{E_u}{E_{ur}} = \frac{50000}{1000} \frac{1}{\text{ arcsen } 0,5} = 96 .$$

Come si vede il rapporto fra l'ampiezza del segnale utile e quella del segnale disturbante risulta assai alto nonostante che l'oscillazione interferente sia la metà di quella utile ⁽⁹⁾: il disturbo consisterebbe in una

(⁹) - Se, a parità di altre condizioni, è $E_d=0,95 E_o$ risulta $E_u/E_{ur}=40$; ciò mostra che il segnale utile risulta ancora nettamente predominante sul disturbo pur essendo l'ampiezza dell'oscillazione interferente quasi uguale a quella dell'oscillazione utile. La situazione cambia profondamente se E_d raggiunge E_o e la supera: fra oscillazione utile ed oscillazione disturbante le parti si invertono, così che in uscita giunge il segnale disturbante, mentre quello utile viene praticamente soppresso.

debole nota a 1000 Hz sovrapposta ad un suono di ampiezza 96 volte maggiore. Supponiamo ancora che, a parità di altre condizioni, la frequenza dell'oscillazione interferente sia $f_a = f_o + 10000$ Hz; essendo ora $F = 10000$, dalla (10) risulta:

$$(12) \quad \frac{E_u}{E_{ur}} = \frac{50000}{10000} \frac{1}{0,52} = 9,6 .$$

La situazione è notevolmente peggiorata: la nota disturbante a 10000 Hz è ora 1/10 del segnale utile. È questo il motivo della *deenfasi* introdotta all'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza (n. 9): deprimendo i toni alti, il circuito di deenfasi riduce fortemente il disturbo in quanto è proprio in corrispondenza ai grandi valori di F che il disturbo è più forte.

Nel caso più generale l'oscillazione interferente è modulata in frequenza od in ampiezza, ma le conclusioni a cui siamo giunti sostanzialmente non cambiano: siccome le due oscillazioni modulate interferenti possono scomporsi ciascuna in un'oscillazione portante ed in innumerevoli oscillazioni laterali, per ciascuna coppia di componenti che interferiscono fra loro può ripetersi quanto è stato già detto nel caso delle oscillazioni non modulate. A parità di altre condizioni, dalla formula (7) appare che l'entità del disturbo relativo a ciascuna coppia delle componenti che interferiscono è tanto maggiore quanto più grande è lo scarto F fra le loro frequenze, cioè quanto più alta è la frequenza acustica a cui esse danno origine all'uscita; ne risulta, pertanto, nuovamente il beneficio prodotto, in ricezione, dall'operazione di deenfasi.

11. — Comportamento dei ricevitori a modulazione di frequenza di fronte ai rumori di origine interna.

Nei ricevitori a modulazione di frequenza, come in quelli a modulazione d'ampiezza (Cap. X, n. 10), sono presenti tensioni e correnti di rumore dovute alle resistenze, ai tubi od ai transistori, soprattutto del primo stadio di amplificazione in alta frequenza. Abbiamo detto nel n. 10 del Cap. X (fig. 16) che tali cause di rumore danno luogo all'uscita dall'amplificatore ad un segnale di rumore che può considerarsi un'oscillazione di alta frequenza con ampiezza caoticamente variabile; ora possiamo precisare che anche la sua frequenza varia caoticamente entro i limiti imposti dalla banda passante del ricevitore. Essa può considerarsi una

oscillazione modulata in ampiezza ed in frequenza con legge caotica. In assenza di altri segnali applicati al ricevitore, tale oscillazione viene, nel ricevitore, amplificata, applicata al discriminatore, trasformata in una caotica tensione di bassa frequenza, che giunge in uscita sotto forma di rumore.

Tale rumore, che si ode soprattutto nei ricevitori di grande sensibilità (ricevitori professionali), praticamente sparisce se al ricevitore è applicata un'oscillazione a radiofrequenza (modulata in frequenza o no) il cui valore efficace sovrasti il valore efficace dell'oscillazione di rumore (Cap. X, n. 10); il segnale di rumore, infatti, di fronte all'oscillazione a radiofrequenza utile gioca lo stesso ruolo dell'oscillazione interferente, considerata nel paragrafo precedente. Valgono per il rapporto fra i *valori efficaci* del segnale utile e del rumore (non avendo significato, manifestamente, parlare di *ampiezza* del rumore), le stesse conclusioni a cui allora si è giunti: in particolare *il rapporto segnale/disturbo* (rapporto fra i valori efficaci) *all'uscita del ricevitore è tanto più grande quanto maggiore è il rapporto fra i valori efficaci della tensione utile e del segnale di rumore e quanto più grande è la deviazione di frequenza δ dell'oscillazione utile.*

Questo risultato conferma il vantaggio di usare grandi deviazioni di frequenza; occorre però non dimenticare che grandi deviazioni di frequenza richiedono, in ricezione, grande larghezza della banda passante del ricevitore ed è noto che dalla larghezza della banda passante dipende l'entità del valore efficace del rumore (Cap. X, n. 10). Avviene allora che l'aumento della banda passante richiesto da un aumento di δ si traduca in un aumento del valore efficace del segnale di rumore: il beneficio dell'aumento della deviazione di frequenza potrebbe così venire frustrato, a meno che non cresca contemporaneamente il valore efficace della tensione utile. Dal compromesso fra queste esigenze diverse si è trovato, come altre volte si è accennato, quale valore ottimo per la massima deviazione $\delta=75$ kHz.

12. — Manipolazione telegrafica a spostamento di frequenza.

La tecnica della modulazione di frequenza ha portato ad un metodo di manipolazione telegrafica, che ha grande importanza per le telecomunicazioni. Invece di agire sull'ampiezza dell'oscillazione che viene trasmessa (Cap. IX, n. 2), *il tasto* agisce sulla frequenza: a tasto alzato l'oscil-

lazione trasmessa ha una certa frequenza $f_0 - \Delta f/2$, a tasto abbassato ha invece una frequenza $f_0 + \Delta f/2$; la ricezione viene poi effettuata mediante un discriminatore.

Lo scarto Δf delle due frequenze (*spostamento di frequenza*) è di solito assai piccolo, dell'ordine di $500 \div 2000$ Hz. Poichè la trasmissione avviene generalmente in onde corte (f_0 compreso fra 1,5 MHz e 30 MHz) è necessaria una grandissima stabilità di frequenza affinché le variazioni spontanee della frequenza f_0 (anche se percentualmente piccole) non risultino dello stesso ordine di grandezza di Δf . In considerazione di ciò l'oscillatore pilota del trasmettitore è sempre a quarzo e la modulazione della frequenza avviene *a valle* di esso o coi metodi basati sulla modulazione di fase (Cap. XI, n. 9) o con altri metodi tecnicamente più semplici.

La ricezione viene normalmente effettuata con ricevitori supereterodina, con schemi di principio analoghi a quelli già da noi esaminati (n. 6, fig. 19): il discriminatore è sempre preceduto da un efficace limitatore che elimini le eventuali modulazioni di ampiezza. L'oscillatore locale del ricevitore deve essere estremamente stabile onde evitare che le variazioni casuali della sua frequenza f_L siano dello stesso ordine (o addirittura superiori) dello *spostamento di frequenza* Δf e ne risulti del tutto impedita la comunicazione. Per questo, spesso, l'oscillatore locale è a quarzo, con una frequenza f_L tale che la differenza $f_L - f_0$ sia pari alla media frequenza f_i (n. 6, fig. 9): naturalmente questo sistema impone il cambiamento dei quarzi, in trasmissione ed in ricezione, ogni volta che si varia la frequenza del collegamento radio.

Se ben attuata, la manipolazione di frequenza elimina vari inconvenienti propri della manipolazione di ampiezza; in particolare i *sistemi radiotelegrafici a spostamento di frequenza* sono molto indipendenti dai disturbi.

La manipolazione a spostamento di frequenza è attualmente usata specialmente in connessione alle macchine telegrafiche scriventi: essa anzi ha reso possibile l'uso di sistemi automatici rapidi là dove in passato era possibile usare solo sistemi manuali.



PARTE TERZA

LE ONDE ELETTROMAGNETICHE



CAPITOLO XIII

IL CAMPO ELETTROMAGNETICO

1. — Generalità.

Nei capitoli precedenti si è descritta la tecnica delle correnti a radio frequenza, cioè il modo di produrre, amplificare, modulare e rivelare le oscillazioni a radio frequenza. Si sono poi studiati gli apparati in cui tali processi sono utilizzati: nei radiotrasmittitori, per produrre intense correnti a radio frequenze modulate che vengono inviate all'*antenna trasmittente*; nei ricevitori, per rivelare le deboli correnti a radio frequenze modulate che nascono nell'*antenna ricevente*. Nulla ancora abbiamo detto di ciò che accade a valle, per così dire, dell'*antenna trasmittente* o a monte dell'*antenna ricevente*. È compito di questa Parte III lo studio del grande ponte gettato nello spazio fra l'*antenna trasmittente* e ricevente, cioè delle *onde elettromagnetiche*; implicito in tale studio è quello delle antenne, dei sistemi che stabiliscono il mezzo di trasporto dell'energia dal trasmettitore all'*antenna* o da questa al ricevitore (*linee bifilari, cavi coassiali, guide d'onda*) e di particolari elementi circuitali (*linee risonanti, risuonatori a cavità*) in cui le onde e. m. vengono utilizzate per produrre fenomeni di risonanza equivalenti a quelli studiati nel Cap. II.

È bene precisare che potremo vedere solo in superficie il vasto programma; la trattazione esatta richiederebbe l'uso di mezzi matematici superiori e d'altra parte la conoscenza di molti fenomeni non è ancora definitiva. Tenteremo di dare l'interpretazione intuitiva dei fenomeni e

di indicarne l'utilizzazione pratica: la giustificazione matematica sarà data solamente quando ciò non comporti eccessive difficoltà.

2. — Concetto di onda: onde progressive.

Prima di accingerci allo studio delle onde elettromagnetiche è opportuno chiarire che cosa si intende in generale *per onda* e *per propagazione* di un'onda. Pensiamo ad un'onda marina (in acque alte, lontano dalla spiaggia): essa è una perturbazione della superficie liquida la quale si propaga senza che la sua forma vari apprezzabilmente. Analogamente, si

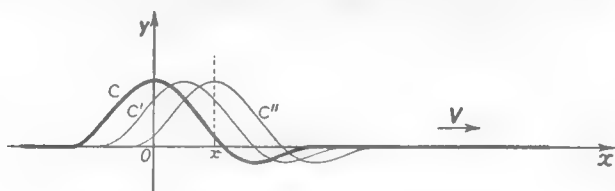


Fig. 1 — Un'onda su una corda elastica.

abbia una corda elastica molto lunga (teoricamente infinita) e si produca in un punto di essa una qualunque brusca deformazione rispetto allo stato di equilibrio; tale deformazione, mentre sparisce nel punto dove è stata prodotta, si riproduce successivamente nei vari punti della corda via via più lontani; tutto avviene come se la deformazione si spostasse con una velocità costante V che è detta *velocità di propagazione* ⁽¹⁾. Supponiamo che la corda sia tesa secondo l'asse x di un sistema di assi (x, y) e che la deformazione che costituisce l'onda sia contenuta nel piano xy e sia rappresentata dalla curva c della figura 1, la quale si sposti verso destra con velocità costante V (le curve c' e c'' rappresentano due configurazioni della corda in due istanti successivi). Consideriamo la corda in corrispondenza all'ascissa $x=0$: per il fluire dell'onda, la sua ordinata (che denomineremo y_0 per indicare che corrisponde ad $x=0$) varia al passare del tempo, per cui si può porre $y_0=f(t)$. Se si considera la corda in un punto a destra, in corrispondenza ad una qualunque ascissa x , la sua ordinata varia nel tempo con le stesse vicende ma con

(1) - Non si deve confondere tale fenomeno con quanto avviene in una corda elastica corta: qui le riflessioni agli estremi producono un movimento di andata e ritorno dell'onda che modifica profondamente il fenomeno (n. 3).

un certo ritardo Δt , pari al tempo impiegato dall'onda per percorrere con la velocità V lo spazio x , $\Delta t = x/V$. Ne risulta che, in corrispondenza all'ascissa x , l'espressione in funzione del tempo di y all'istante t è uguale a quella che essa aveva Δt secondi prima per $x=0$; essa quindi è $y(t) = f(t - \Delta t)$, ossia:

$$(1) \quad y(t) = f\left(t - \frac{x}{V}\right).$$

Poichè le considerazioni fatte valgono per un punto qualsiasi della corda e per qualunque istante, la (1) esprime l'equazione del moto di ogni punto della corda e cioè *l'equazione della propagazione dell'onda*. L'equazione di un'onda identica che si propaghi nella stessa direzione ma in verso opposto (cioè con velocità $-V$) differisce soltanto per il segno di Δt ed è perciò:

$$(2) \quad y(t) = f\left(t + \frac{x}{V}\right).$$

Queste equazioni ricavate per la corda elastica, valgono ogni qualvolta una grandezza y varia nel tempo e nello spazio, in una direzione x , con la legge di un'onda ⁽²⁾; anzi le equazioni (1) e (2) possono essere adottate come *equazioni di definizione di un'onda che si propaghi con velocità $\pm V$ nella direzione x* . Perciò, ogni qualvolta una grandezza varia in una direzione x , nel tempo e nello spazio, con la legge (1) o (2) si dirà che essa si propaga per onde o che costituisce un'onda e ciò indipendentemente dalla natura della grandezza e dalla possibilità di intuire fisicamente l'onda e la sua propagazione: così in un tubo ripieno di gas, rettilineo e di lunghezza indefinita, si dice che si ha un'onda di pressione

⁽²⁾ - Le formule (1) e (2) sono soluzioni particolari di una celebre equazione differenziale:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = \frac{1}{V^2} \frac{\partial^2 y}{\partial t^2},$$

la quale prende il nome di *equazione della corda vibrante* o *equazione di d'Alambert*; essa ha grande importanza in molti campi della fisica ed in particolare per le onde elettromagnetiche. La sua soluzione generale è espressa da:

$$y = f\left(t - \frac{x}{V}\right) + g\left(t + \frac{x}{V}\right),$$

dove f e g sono funzioni qualunque dipendenti dalle condizioni iniziali del fenomeno.

quando la pressione in ogni punto del tubo varia nel tempo secondo una legge del tipo espresso dalla (1) o (2).

Un caso particolare di onda, che ha la più grande importanza per il nostro studio, è quello in cui la y è una funzione sinusoidale; l'equazione dell'onda (*onda sinusoidale*) ha allora le espressioni:

$$(3) \quad y = Y \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} \left(t - \frac{x}{V} \right).$$

$$(4) \quad y = Y \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{x}{V} \right),$$

a seconda che il verso di propagazione coincide col verso positivo o negativo dell'asse x . Si suole dare a queste equazioni una forma diversa introducendo la grandezza:

$$(5) \quad \lambda = VT,$$

che è detta *lunghezza d'onda* e di cui vedremo fra breve le interessanti proprietà⁽³⁾. Con l'introduzione di λ le formole (3) e (4) possono scriversi:

$$(6) \quad y = Y \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right),$$

$$(7) \quad y = Y \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} + \frac{x}{\lambda} \right).$$

Appare da queste equazioni, come dalle (3) e (4), che la y è funzione periodica sia di t che di x ; si può peraltro studiare separatamente la sua dipendenza dal tempo e dallo spazio prendendo in considerazione *singoli punti* e *singoli istanti*.

Consideriamo per semplicità il solo caso in cui il verso di propagazione coincide col verso positivo delle x (form. 6) ed esaminiamo separatamente, ma con trattazione parallela, la dipendenza di y da t in *singoli punti successivi* e la dipendenza di y da x in *singoli istanti*.

(3) - È appena necessario osservare che dalla (5), introducendo la frequenza $f=1/T$, deriva la ben nota relazione $\lambda f=V$, che lega la lunghezza d'onda e la frequenza alla velocità di propagazione.

In corrispondenza ad $x=0$ la y è funzione solo di t :

$$(8a) \quad y = Y \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} t,$$

e rappresenta una funzione sinusoidale di ampiezza Y e periodo T . In un altro punto qualunque a destra di $x=0$, ponendo:

$$(9a) \quad \varphi = 2\pi \frac{x}{\lambda},$$

la y può scriversi:

$$(10a) \quad y = Y \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{T} t - \varphi \right).$$

Essa rappresenta la medesima funzione sinusoidale (8 a), ma sfasata di un angolo φ in ritardo. Nella fi-

In corrispondenza a $t=0$ la y è funzione solo di x :

$$(8b) \quad y = -Y \operatorname{sen} \frac{2\pi}{\lambda} x,$$

e rappresenta una funzione sinusoidale di ampiezza Y e periodo λ . In un qualunque altro istante successivo a $t=0$, ponendo:

$$(9b) \quad \Delta x = \lambda \frac{t}{T},$$

la y può scriversi:

$$(10b) \quad y = -Y \operatorname{sen} \frac{2\pi}{\lambda} (x - \Delta x).$$

Essa rappresenta la medesima funzione sinusoidale (8 b), ma spostata a destra di un tratto Δx . Nella figu-

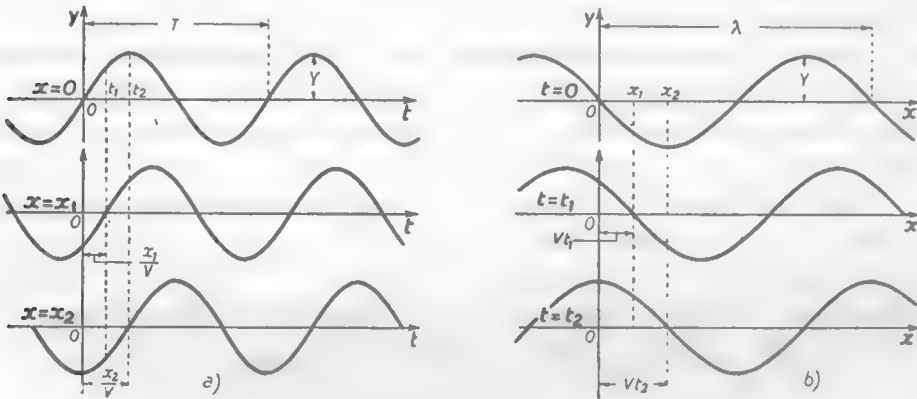


Fig. 2 — Periodicità temporale (a) e spaziale (b) nella propagazione di un'onda sinusoidale nel verso positivo dell'asse x .

gura 2 a) sono riportati tre diagrammi che mostrano la legge di variazione nel tempo di y in corrispondenza a tre punti successivi, di a-

ra 2 b) sono riportati tre diagrammi che mostrano la legge di variazione nello spazio di y in corrispondenza a tre istanti successivi $t=0$, $t=t_1$,

scisse $x=0$, $x=x_1$, $x=x_2$. Circa il progressivo ritardo di fase nel verso di propagazione, la (9 a) ci dice che le fasi nei punti che distano fra loro di λ differiscono per 2π e perciò in essi la legge di variazione di y è la medesima: ciò rappresenta uno degli aspetti caratteristici della lunghezza d'onda.

Concludendo, nella propagazione di un'onda sinusoidale in una direzione x , la grandezza interessata y varia in ogni punto nel tempo con legge sinusoidale, ritardando progressivamente ed uniformemente di fase nel verso di propagazione nella misura di 360° per ogni intervallo pari a λ metri.

Nel caso in cui la y rappresenti un'onda sinusoidale su una corda elastica, i diagrammi della figura 2 a) rappresentano il modo di variare nel tempo dello spostamento trasversale di tre punti della corda corrispondenti alle ascisse $x=0$, x_1 , x_2 ; i diagrammi della figura 2 b) possono, invece, pensarsi come fotografie *istantanee* della corda, eseguite negli istanti $t=0$, t_1 , t_2 .

Nelle considerazioni precedenti si è supposto che l'onda nella sua propagazione si mantenga sempre uguale a se stessa; in realtà, in tutti i casi di propagazione di onde fisiche si ha sempre uno smorzamento dell'onda, detto anche *attenuazione*. L'equazione (1) dell'onda generica che si propaga nel verso positivo delle x , diviene:

$$(11) \quad y = a(x) f\left(t - \frac{x}{V}\right),$$

dove $a(x)$ è un fattore che diminuisce progressivamente al crescere di x . La (11) può considerarsi l'equazione più generale di un'onda che si propaga nella direzione x nel verso positivo; equazione analoga vale per la propagazione in verso opposto. Nel caso particolare delle onde sinusoidali l'attenuazione consiste in una diminuzione progressiva di ampiezza che

$t=t_2$. È manifesto il progressivo spostamento della sinusoide come se essa fosse dotata di un moto di traslazione nel verso della propagazione. Notiamo che in un tempo $t=T$ la sinusoide subisce una traslazione pari a λ , il che costituisce uno degli aspetti caratteristici della lunghezza d'onda.

Concludendo, nella propagazione di un'onda sinusoidale in una direzione x , la legge di variazione nello spazio della grandezza interessata y è rappresentata *ad ogni istante* da una sinusoide di periodo λ la quale subisce un'uniforme traslazione nel verso delle x nella misura di λ metri per ogni T secondi.

nei casi che più ci interessano avviene, come vedremo, con legge direttamente proporzionale alla distanza o con legge esponenziale.

3. — Concetto di onda: onde stazionarie.

Le considerazioni precedenti svolte per la corda elastica valevano nel caso in cui la corda fosse lunghissima, teoricamente infinita; supponiamo invece che la corda abbia un estremo fisso e che un'onda nella sua propagazione giunga a questo estremo. È ben noto che l'onda si riflette, cioè inverte il suo moto di propagazione ripercorrendo il cammino già fatto; esaminiamo le modalità della riflessione nel caso particolare di un'onda sinusoidale, che è il più utile per la radiotecnica.

Consideriamo una corda elastica, disposta secondo l'asse x di un sistema di assi, la quale abbia l'estremo fisso nell'origine di questi; nella corda si propaghi, da destra verso sinistra (cioè nel verso negativo delle x), un'onda sinusoidale la cui espressione sarà la (7) del numero precedente:

$$(1) \quad y_1 = Y \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} + \frac{x}{\lambda} \right).$$

Se si ammette che nella propagazione e nella riflessione non si abbia alcuna attenuazione, l'onda riflessa avrà la stessa ampiezza di quella diretta e la sua espressione non potrà differire dalla (1) altro che per un eventuale sfasamento φ , naturalmente, per il verso di propagazione; l'espressione dell'onda riflessa sarà perciò del tipo:

$$(2) \quad y_2 = Y \operatorname{sen} \left[2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right) + \varphi \right].$$

Nella corda si ha la coesistenza dell'onda diretta y_1 e dell'onda riflessa y_2 e perciò l'equazione del moto ondulatorio della corda, avente l'estremo fisso nell'origine degli assi, sarà $y = y_1 + y_2$ e quindi:

$$(3) \quad y = Y \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} + \frac{x}{\lambda} \right) + Y \operatorname{sen} \left[2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right) + \varphi \right].$$

Utilizzando una nota formula trigonometrica si ottiene:

$$(4) \quad y = 2Y \operatorname{sen} \left[2\pi \frac{t}{T} + \frac{\varphi}{2} \right] \cos \left[2\pi \frac{x}{\lambda} - \frac{\varphi}{2} \right].$$

Tale formula è molto generale e vale in qualunque caso in cui si abbia la coesistenza di un'onda diretta e di un'onda riflessa che si propaghino nella medesima direzione. Nel caso particolare che stiamo esaminando, nell'origine degli assi, in cui vi è il sostegno fisso, deve essere $y=0$ qualunque sia l'istante t considerato; la (4) deve perciò essere identicamente nulla per $x=0$. Dovrà per questo essere:

$$(5) \quad \text{sen} \left(2\pi \frac{t}{T} + \frac{\varphi}{2} \right) \cos \frac{\varphi}{2} = 0,$$

qualunque sia t ; perchè ciò avvenga dovrà essere $\varphi/2 = \pi/2$. Sostituendo nella (4) si ottiene allora (*):

$$(6) \quad y = 2Y \cos 2\pi \frac{t}{T} \text{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda},$$

che è l'equazione del moto ondulatorio di una corda con estremo fisso nell'origine. Essa può anche scriversi:

$$(7) \quad y = \left(2Y \text{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda} \right) \text{sen} \left(2\pi \frac{t}{T} + \frac{\pi}{2} \right) = Y' \text{sen} \left(2\pi \frac{t}{T} + \frac{\pi}{2} \right),$$

e può interpretarsi come una funzione sinusoidale di periodo T , fase $\pi/2$ e ampiezza Y' , variabile lungo la corda con la legge:

$$(8) \quad Y' = 2Y \text{sen} 2\pi \frac{x}{\lambda}.$$

Per $x=0$ (ossia in corrispondenza all'estremo fisso) si ha $Y'=0$ e perciò $y=0$; cioè in tal punto la corda, come è logico, non subisce alcuno spostamento. In corrispondenza ad un'ascissa x_1 , a destra dell'origine, il punto della corda si muove (lungo l'ordinata passante per $x=x_1$) con moto armonico di periodo T , fase $\pi/2$ e ampiezza $2Y \text{sen} 2\pi x_1/\lambda$. Al crescere di x , l'oscillazione dei punti della corda ha ampiezza crescente fino all'ascissa $x=\lambda/4$ (a cui corrisponde $Y'=2Y$) poi decresce e si annulla in $x=\lambda/2$; a destra di questo punto fino ad $x=\lambda$, Y' diviene negativa, cioè l'oscillazione dei punti della corda ha fase opposta rispetto alla prece-

(*) - $\text{sen} \left(a \pm \frac{\pi}{2} \right) = \pm \cos a$; $\cos \left(a \pm \frac{\pi}{2} \right) = \pm \text{sen} a$.

dente. In conseguenza di ciò la corda oscilla nel tempo nel modo indicato nella figura 3: le varie sinusoidi indicano la configurazione della corda in vari istanti successivi del periodo.

Nei punti di ascissa:

$$(9) \quad x = n \frac{\lambda}{2} \quad (n=0, 1, 2, 3 \dots),$$

l'oscillazione è sempre nulla: essi si chiamano *nodi*. Nel tratto di corda compreso fra due nodi successivi — che è lungo $\lambda/2$ — i punti della corda oscillano (secondo la direzione y) tutti in fase fra loro ma in

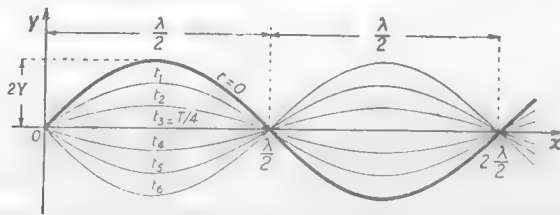


Fig. 3 — Configurazione in vari istanti successivi di una corda elastica, con estremo fisso in $x=0$, in regime di onda stazionaria.

opposizione di fase con quelli della mezz'onda successiva. In corrispondenza ai punti di ascissa:

$$(10) \quad x = m \frac{\lambda}{4}, \quad (m=1, 3, 5 \dots).$$

l'ampiezza di oscillazione è massima; tali punti diconsi *ventri* e, come i nodi, distano fra loro di mezza lunghezza d'onda.

Quando si ha sulla corda un tale stato di cose si dice che si è in *regime stazionario*, mentre il regime di onde studiato in precedenza è detto *progressivo*; nel *regime progressivo* si ha un'onda che si propaga in una certa direzione e con una certa velocità, nel regime stazionario non vi è una propagazione di un'onda ma piuttosto un'oscillazione della corda; ciò nonostante si parla di *onde stazionarie* in contrapposizione alle onde progressive.

Si comprende come il regime stazionario non venga alterato se la corda viene tagliata in un nodo e fissata ad un sostegno in tal punto; si ha allora una corda di lunghezza finita in regime stazionario. La distanza fra i due sostegni fissi, ossia la lunghezza della corda, non può

che essere multipla intera di $\lambda/2$ poichè i nodi distano fra loro di multipli interi di $\lambda/2$. A tutti è nota l'applicazione del fenomeno studiato agli strumenti musicali a corda; in questi una corda tesa fra due sostegni fissi viene sollecitata a vibrare. Essa oscilla su frequenze tali che la lunghezza della corda risulti uguale a $\lambda/2$ o a multipli interi di $\lambda/2$; *sulla stessa frequenza la corda si comporta come risuonatore in regime di oscillazione forzata.*

Il fenomeno delle onde stazionarie, da noi studiato in relazione ad una corda elastica, si verifica *tutte le volte che si ha coesistenza di onde dirette e riflesse, qualunque sia la natura delle onde ed il modo con cui la riflessione si effettua: un esempio molto noto si ha nei tubi sonori.* Se questi sono chiusi alle due estremità, il regime stazionario che vi si può stabilire ha sempre due nodi nelle estremità, così che le frequenze su cui il tubo può risuonare sono sempre tali che un multiplo intero di mezze lunghezze d'onda sia contenuto nella lunghezza del tubo. Le cose sono ben diverse se il tubo è aperto ad un'estremità: in tal caso è possibile soltanto un regime stazionario avente un nodo all'estremo chiuso ed un ventre nell'estremo aperto, per cui le frequenze sulle quali il tubo può risuonare sono sempre tali che un multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda sia contenuto nella lunghezza del tubo.

4. — Propagazione per onde della tensione e della corrente in una linea bifilare - Generalità.

Le proprietà delle onde esaminate nei paragrafi precedenti valgono non soltanto nel campo meccanico ed acustico a cui ci siamo riferiti, ma tutte le volte in cui sia possibile stabilire che una grandezza varia nel tempo e nello spazio con la legge delle onde.

Consideriamo, ad esempio, il semplice sistema di trasmissione tele-



Fig. 4 — Semplice sistema di trasmissione telegrafica Morse.

grafica Morse schematizzato nella figura 4; in esso una batteria E può venire collegata, dietro comando del tasto T , ad una *linea bifilare*, semplicemente costituita da due fili conduttori paralleli, che supporremo estremamente

lunghi. Supponiamo che ad un certo istante venga chiuso per un tempo brevissimo il tasto T onde trasmettere un punto. Se lungo la linea, fra

i due fili, sono collegati, nel modo indicato nella figura 5 a), dei voltmetri sufficientemente pronti e sensibili, essi rivelano il passaggio, per le successive sezioni della linea, di un impulso di tensione che viaggia verso destra con velocità grandissima. Tale impulso di tensione che viaggia sulla linea costituisce, secondo la nostra definizione, un'onda progressiva di tensione (fig. 5 b). Se, oltre ai voltmetri, si dispongono lungo la linea dei misuratori di corrente pronti e sensibili, si rivela l'esistenza di un impulso di corrente, il quale costituisce una onda di corrente che si propaga sulla linea insieme con l'onda di tensione e con le medesime modalità con cui si propagano le onde sulle corde elastiche.

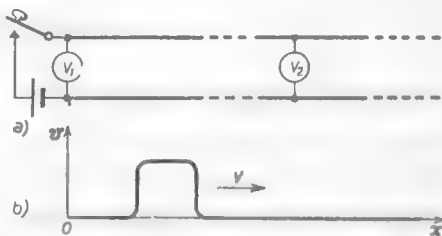


Fig. 5 — Onda di tensione su una linea bifilare corrispondente alla trasmissione di un punto Morse.

Il comportamento della tensione e della corrente nella linea è profondamente diverso da quello negli ordinari circuiti: si pensi, ad esempio, alla corrente che, nel medesimo istante, ha valori diversi nelle varie parti della linea ed in particolare, in un medesimo conduttore, in alcuni punti ha valore finito ed in altri nullo. Per la spiegazione di questi fatti non è manifestamente sufficiente applicare la legge di Ohm, come se si trattasse di un ordinario circuito; occorre invocare l'effetto dell'induttanza posseduta dai fili di linea e della capacità esistente fra di essi ⁽⁶⁾. È ben noto come tale studio sia compiuto in elettrotecnica, nella *teoria delle linee*, valendosi di una classica equazione differenziale denominata *equazione dei telegrafisti* ⁽⁶⁾: ne riassumeremo qui unicamente quei risultati che interessano direttamente la radiotecnica e cioè il trasporto dell'energia a radiofrequenza e l'utilizzazione di tronchi di linea quali elementi risonanti ⁽⁷⁾.

⁽⁵⁾ - Vedremo nel n. 11 come il particolare comportamento della tensione e della corrente possa trovare la sua più naturale spiegazione nella propagazione di un'onda elettromagnetica lungo la linea.

⁽⁶⁾ - G. BATTISTINI - *Elettrotecnica Generale* - Vol. II (Ed. C. Kursi, Pisa).

⁽⁷⁾ - Un'esauriente trattazione della teoria delle linee particolarmente indirizzata ai problemi che interessano la radiotecnica è contenuta nel testo: G. BRONZI: *Linee di trasmissione ed antenne* (Ed. C. Kursi, Pisa). Una trattazione semplice è anche svolta nel testo: S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VII (Ed. C. Kursi, Pisa).

Consideriamo una linea bifilare a cui sia applicato un generatore alternativo di alta frequenza, cioè in pratica un trasmettitore; supponiamo che l'estremo della linea in cui è applicato il generatore coincida con l'origine di un sistema d'assi e che la linea si estenda indefinitamente secondo l'asse x positivo (fig. 6). Sia:

$$(1) \quad v = V \operatorname{sen} 2\pi f t = V \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} t ,$$

l'espressione della tensione provocata dal generatore fra i morsetti AB di ingresso. Lungo la linea si ha la propagazione di un'onda di tensione che avviene con una velocità approssimativamente uguale a quella della luce ($c = 3 \cdot 10^8$ m/sec) se il mezzo in cui si trovano i fili è l'aria. La lunghezza d'onda, espressa dalla formula (5) del n.2, risulta:

$$(2) \quad \lambda = c T = \frac{c}{f} .$$

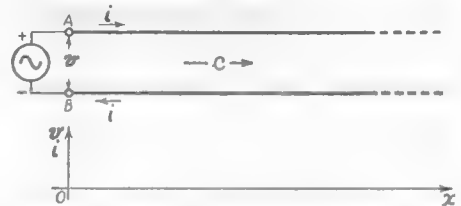


Fig. 6 — Linea bifilare alimentata da un generatore alternativo di alta frequenza.

Supponendo che la linea sia priva di perdite, l'equazione dell'onda di tensione risulta:

$$(3) \quad v = V \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right) .$$

Associata all'onda di tensione si ha lungo la linea un'onda di corrente la cui espressione è:

$$(4) \quad i = I \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right) .$$

In corrispondenza ad una certa sezione della linea la corrente ha valore uguale ma segno opposto nei due fili: fra il valore della corrente ed il valore della tensione, esistente in detta sezione fra i due conduttori, sussiste la relazione di proporzionalità:

$$(5) \quad \frac{v}{i} = R_0 .$$

Il coefficiente R_0 , che manifestamente è una resistenza, è un elemento

caratteristico della linea — denominato *resistenza caratteristica* — il quale dipende unicamente dal raggio r dei conduttori e dalla loro distanza d , oltre che dalla costante dielettrica relativa ϵ_r del mezzo che circonda la linea. La sua espressione, in funzione dei sopradetti elementi, è la seguente:

$$(6) \quad R_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{d}{r}.$$

Nelle linee che si usano nella radiotecnica R_0 ha generalmente valori compresi fra 200 e 800 Ω : di impiego comunissimo sono le linee a 600 Ω ed a 300 Ω .

La relazione $v/i = R_0$ vale, come in ogni punto della linea, anche ai suoi morsetti di ingresso; perciò *la linea stessa, vista dal generatore, equivale ad una resistenza R_0* , come è indicato schematicamente nella figura 7. La potenza che in tale schema risulterebbe dissipata in R_0 :



Fig. 7 — Per ciò che riguarda il generatore la linea indefinitamente lunga equivale ad una resistenza R_0 .

$$(7) \quad W = \frac{VI}{2} = \frac{V^2}{2R_0} = \frac{I^2 R_0}{2},$$

è in realtà immessa nella linea e si propaga lungo questa allontanandosi indefinitamente.

5. — Trasmissione dell'energia attraverso ad una linea.

Nell'ipotesi di perdite nulle, la potenza erogata dal generatore si allontana indefinitamente lungo la linea mantenendosi sempre uguale a sè stessa; tale regolare fluire di energia viene alterato da una qualunque modificazione dello stato elettrico della linea. Come nel caso di una corda elastica ogni ostacolo materiale provoca una parziale o totale riflessione dell'onda, così ogni perturbazione dello stato elettrico della linea provoca una riflessione delle onde elettriche verso il generatore. Ciò avviene in particolare quando la linea è interrotta ad una certa distanza dall'origine e gli estremi sono collegati ad un'impedenza: una parte dell'energia si dissipa nell'impedenza ed una parte viene riflessa verso il generatore. Vi è

un solo caso in cui ciò non avviene ed è quando l'impedenza è una resistenza ohmica di valore pari ad R_0 : in tal caso infatti, poichè il rapporto fra tensione e corrente nel punto in cui la linea è tagliata e collegata ad R_0 non risulta alterato, la distribuzione delle correnti e delle tensioni lungo la linea non cambia e la riflessione non ha luogo. L'energia, che dal generatore fluisce lungo la linea, in questo caso non si allontana indefinitamente ma si dissipa invece nella resistenza applicata ⁽⁸⁾. È su questo fatto che è basata la trasmissione di energia ad alta frequenza fra un generatore ed un utilizzatore, *in particolare fra il trasmettitore e l'antenna trasmittente*.

Le considerazioni precedenti valgono a rigore nel solo caso teorico in cui la linea sia priva di perdite; nel caso reale, in cui lungo la linea si ha dissipazione di energia, la potenza che giunge nella resistenza terminale R_0 è inferiore a quella erogata dal generatore: manifestamente tanto inferiore quanto più lunga è la linea ⁽⁹⁾ e quanto maggiori sono le perdite.

La dissipazione di energia, nelle linee per alta frequenza, è dovuta a tre cause principali: la resistenza dei conduttori, le perdite nel dielettrico interposto e infine le perdite per irradiazione. La resistenza dei conduttori (intesa nel senso generalizzato, visto nel Vol. I, Cap. II, n. 6) è contenuta entro limiti piccoli con l'uso di conduttori in rame di diametro sufficiente. Le perdite nel dielettrico risultano minime quando la li-



Fig. 8 — Struttura di una linea bifilare in aria e con dielettrico solido flessibile.

nea è completamente in aria ed i conduttori sono mantenuti distanziati fra loro con appositi isolatori a basse perdite (fig. 8 a). Qualche volta, quando è necessaria una struttura compatta e flessibile nello stesso tempo, la linea utilizza un dielettrico solido flessibile; colla struttura in-

⁽⁸⁾ - Non altrimenti avverrebbe per una corda elastica il cui estremo fosse collegato ad un adatto ammortizzatore che assorbisse completamente l'energia associata all'onda incidente.

⁽⁹⁾ - Di ciò sarà detto nel paragrafo seguente.

dicata nella figura 8 b) le perdite sono contenute in limiti modesti e sono compensate dalla grande maneggevolezza della linea ⁽¹⁰⁾.

Le perdite per irradiazione sono dovute al fatto che i conduttori percorsi da correnti ad alta frequenza irradiano energia elettromagnetica ⁽¹¹⁾; si trova che l'irradiazione è tanto minore quanto più vicini fra loro sono i due conduttori. Un rimedio radicale contro l'irradiazione si ha racchiudendo la linea entro uno schermo metallico, attuato generalmente con una calza di fili di rame: una struttura comune di linea bifilare *schermata* con dielettrico solido flessibile, è indicata nella figura 9.

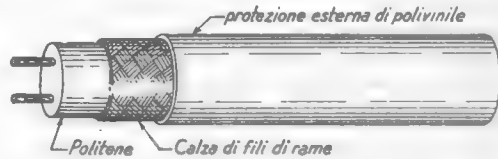


Fig. 9 — Struttura tipica di una linea bifilare schermata.

Un tipo di linea di trasmissione in cui le perdite per irradiazione sono ridotte al minimo, è il *cavo coassiale*: esso è costituito da un tubo metallico, generalmente flessibile, sull'asse del quale corre un altro conduttore,

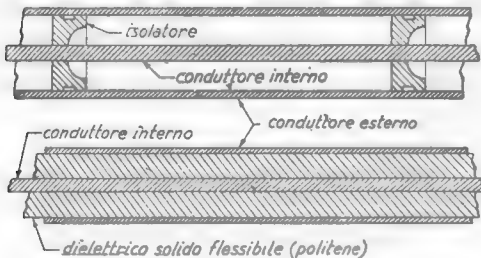


Fig. 10 — Costituzioni tipiche di cavi coassiali con dielettrico a struttura discontinua e continua.

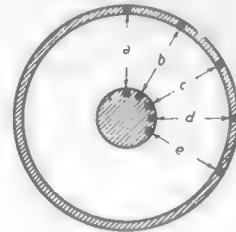


Fig. 11 — Cavo coassiale pensato come insieme di linee bifilari radiali (*a, b, c, ...*) in parallelo fra loro.

tenuto al posto da isolatori o da un dielettrico solido flessibile: la figura 10 ne indica due strutture comuni. Il cavo coassiale può sembrare

⁽¹⁰⁾ - Linee del tipo indicato si costruiscono con valori di resistenza caratteristica $R_0 = 75, 250, 300 \Omega$.

⁽¹¹⁾ - Nello studio delle antenne vedremo che ogni conduttore percorso da corrente a radiofrequenza irradia onde elettromagnetiche; il fatto, però, che i due conduttori di linea siano percorsi da corrente in senso opposto fa sì che l'irradiazione sia generalmente contenuta entro limiti modesti.

un organo completamente diverso dalla linea bifilare ma, in realtà, la loro diversità non è sostanziale: il cavo può infatti considerarsi come un insieme di linee bifilari disposte radialmente ed in parallelo fra loro, come è schematicamente indicato nella figura 11. La propagazione nel cavo coassiale avviene con le stesse modalità viste per la linea bifilare. La *resistenza caratteristica* di un cavo coassiale ha approssimativamente il valore:

$$(1) \quad R_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d},$$

dove ϵ_r è la costante dielettrica relativa del materiale che riempie il cavo (approssimativamente 1 nel caso che il dielettrico sia prevalentemente aria), D è il diametro interno del conduttore esterno e d è il diametro esterno del conduttore interno. Nei cavi generalmente usati R_0 ha valori compresi fra 50 e 100 Ω : diffusissimo è il cavo a 75 Ω .

6. — Attenuazione ed unità logaritmiche.

Le perdite presenti nelle linee producono un'attenuazione delle onde di tensione e di corrente, che si manifesta con una diminuzione progressiva di ampiezza *con legge esponenziale*. Le espressioni delle onde di tensione e di corrente risultano le seguenti:

$$(1) \quad v = V e^{-\alpha x} \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right),$$

$$(2) \quad i = I e^{-\alpha x} \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right),$$

che differiscono dalla (3) e (4) del n.4, per la presenza del fattore $e^{-\alpha x}$.

Supposto che all'ingresso di una linea bifilare la tensione e la corrente abbiano ampiezze V , I , alla distanza x tali ampiezze divengono:

$$(3) \quad V_x = V e^{-\alpha x} \quad , \quad I_x = I e^{-\alpha x} .$$

Se la linea è chiusa sulla sua resistenza caratteristica (come deve essere affinché il regime delle onde sia progressivo) la potenza che transita alla distanza x è:

$$(4) \quad P_x = \frac{1}{2} V_x I_x = \frac{1}{2} V I e^{-2\alpha x} = P e^{-2\alpha x} ,$$

dove P è la potenza immessa nella linea. Nelle espressioni della corrente e della tensione compare la costante α che rende conto della diminuzione di ampiezza, ossia dell'attenuazione delle onde dovuta alle perdite. Essa è chiamata *attenuazione specifica* o *coefficiente di attenuazione* ed è, naturalmente, un indice della bontà del sistema di propagazione usato. Dalle (3) e (4) si ricava immediatamente:

$$(5) \quad \alpha x = \log_e \frac{V}{V_x} = \log_e \frac{I}{I_x} = \frac{1}{2} \log_e \frac{P}{P_x}.$$

Il prodotto αx è una misura dell'attenuazione lungo il tratto x ; come si vede dalla (5), dimensionalmente esso è un numero puro, ma si suole esprimerlo con un'unità particolare detta *neper*. Si dirà che si ha un'attenuazione di 1 neper quando la tensione o la corrente diminuiscono, nel tratto x , in un rapporto n tale che risulti $\log_e n = 1$; si ha in tal caso $n = e$.

Più comoda del neper è l'unità logaritmica *bel* (pari ad 1,5 neper) basata sui logaritmi decimali: si definisce *attenuazione in bel* il logaritmo in base 10 del rapporto P/P_x . In pratica al posto del bel si usa il sottomultiplo *decibel* (dB) che è un decimo del bel: il numero n che esprime l'*attenuazione in decibel* è perciò 10 volte più grande di quello che esprime l'attenuazione in bel ed ha il valore:

$$(6) \quad n = 10 \log_{10} \frac{P}{P_x} \quad (\text{dB}).$$

Tenendo conto delle relazioni:

$$(7) \quad P = \frac{1}{2} I^2 R_0 = \frac{V^2}{2 R_0}, \quad P_x = \frac{1}{2} I_x^2 R_0 = \frac{V_x^2}{2 R_0},$$

e sostituendo nella (6) si ottiene:

$$(8) \quad n = 20 \log_{10} \frac{V}{V_x} = 20 \log_{10} \frac{I}{I_x} \quad (\text{dB}).$$

L'uso dell'unità logaritmica *decibel* non è limitato alle linee: così se si ha un apparecchio nel quale la potenza entrante è P_0 e quella uscente $P_1 < P_0$ (attenuazione di potenza) si dice che si è avuta una *perdita di* $10 \log_{10} P_0/P_1$ decibel. Se, viceversa, la potenza uscente P_1 è maggiore del-

l'entrata (aumento di potenza) si dice che si è avuto un *guadagno*:

$$G = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_0} \quad (\text{dB}) ;$$

ad esempio, se è $P_1 = 100 P_0$, si dirà che si è avuto il guadagno di 20 decibel.

7. — Riflessione ed onde stazionarie sulle linee.

Si è detto nel n. 5 che se una linea ha lunghezza finita ed è chiusa su un'impedenza Z diversa da R_0 , una parte dell'energia che dal genera-

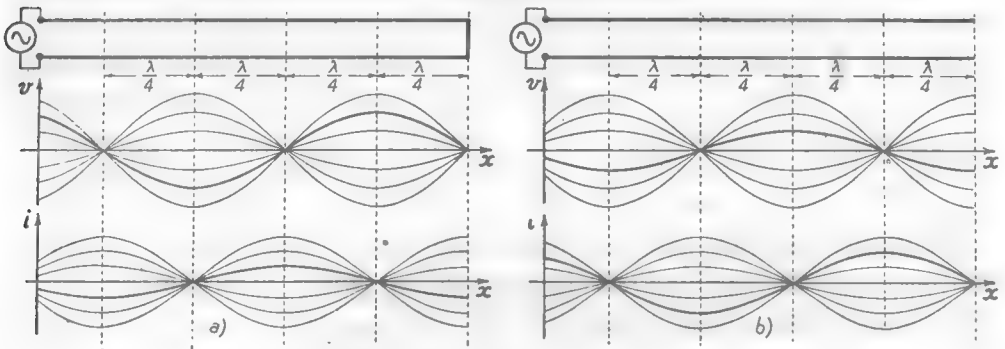


Fig. 12 — Andamento della tensione e della corrente in una linea con estremo in corto circuito e con estremo aperto ⁽¹²⁾.

tore giunge all'estremità della linea viene dissipata ed una parte viene riflessa e torna verso il generatore. *Se l'impedenza terminale è zero, ossia la linea è chiusa in cortocircuito, oppure è infinitamente grande, cioè la linea è aperta, la dissipazione di energia è nulla e di conseguenza l'energia che giunge all'estremità della linea è riflessa totalmente e ritorna verso il generatore.* Si hanno allora sulla linea, oltre alle onde di tensione e di corrente che si propagano dal generatore verso l'estremo della linea, anche delle onde analoghe che si propagano dall'estremità verso il generatore. La coesistenza sulla linea delle onde che si propagano nei due versi produce il fenomeno delle *onde stazionarie*, con le medesime modalità

⁽¹²⁾ - Ciascuna sinusoide indica manifestamente il valore della tensione o della corrente lungo la linea *ad un determinato istante*.

viste per la corda elastica (n. 3). Si avranno perciò sulla linea *nodi* e *ventri* di tensione e di corrente, distribuiti nel modo seguente:

Se l'estremo della linea è in corto circuito l'ampiezza della corrente in esso è massima mentre quella della tensione è necessariamente nulla. A partire da tale estremo, alla distanza di $\lambda/4$ si avrà un ventre di tensione ed un nodo di corrente; alla distanza di $\lambda/2$ si avrà invece un nodo di tensione ed un ventre di corrente e così via. L'andamento della tensione e della corrente sulla linea in successivi istanti risulta quello indicato nella figura 12 a).

Se l'estremo della linea è aperto l'ampiezza della tensione in esso è massima mentre quella della corrente è necessariamente nulla. A partire da tale estremo, alla distanza di $\lambda/4$ si avrà un ventre di corrente ed un nodo di tensione; alla distanza di $\lambda/2$ si avrà invece un nodo di corrente ed un ventre di tensione e così via. L'andamento della tensione e della corrente sulla linea in successivi istanti risulta quello indicato nella figura 12 b).

In ogni punto della linea la tensione e la corrente variano nel tempo sinusoidalmente con le ampiezze V, I indicate nei diagrammi della figu-

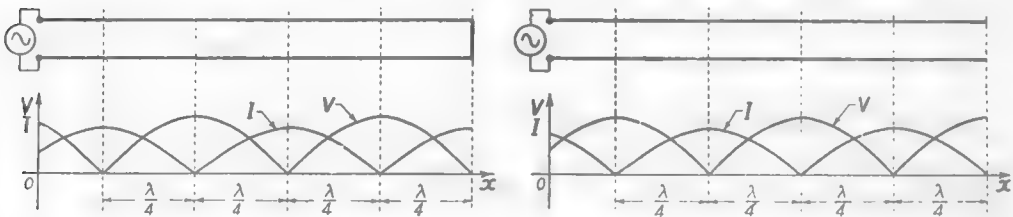


Fig. 13 — Andamento dell'ampiezza della tensione e della corrente in una linea con estremo in corto circuito e con estremo aperto.

ra 13. Nell'ipotesi che la linea sia priva di perdite, la tensione e la corrente devono essere in ogni punto sfasate fra loro di 90° : in regime stazionario, infatti, la potenza che transita da una qualunque sezione della linea deve essere mediamente nulla, perchè tanta è l'energia che viaggia verso l'estremo quanta quella che ne ritorna. Perciò teoricamente il generatore non eroga alcuna potenza attiva ed il tronco di linea per esso equivale ad una pura reattanza, in quanto la tensione applicata e la corrente risultante sono fra loro sfasate di 90° . Notiamo che se la lunghezza d'onda λ è tale in confronto alla lunghezza l della linea che in corrispondenza al

generatore capiti un nodo di tensione (fig. 14 a, a') la reattanza equivalente ha valore nullo (corto circuito), mentre ha valore infinitamente grande (circuito aperto) nel corso di un nodo di corrente (fig. 14 b, b').

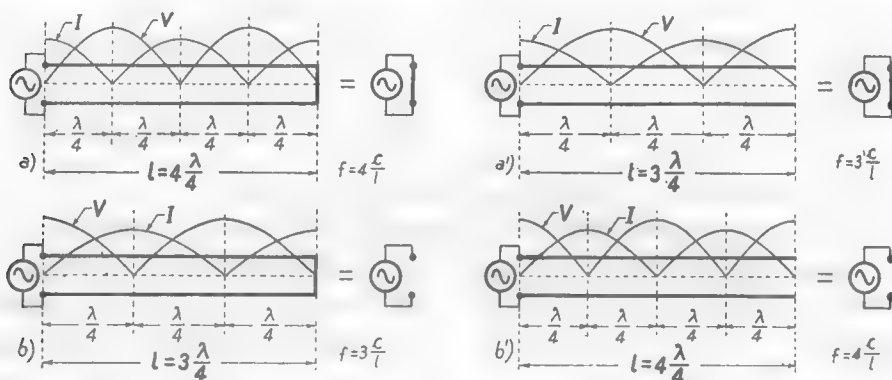


Fig. 14 — Generatore posto in un nodo di tensione ed in un nodo di corrente e circuiti equivalenti.

Le due eventualità si verificano manifestamente se nella lunghezza l della linea è contenuto un numero intero di $\lambda/4$:

$$(1) \quad l = n \frac{\lambda}{4} \quad (n = 1, 2, 3, \dots),$$

ossia se la lunghezza d'onda ha un valore:

$$(2) \quad \lambda = \frac{4l}{n}.$$

Occorre per questo che la frequenza del generatore, $f = c/\lambda$, abbia il valore:

$$(3) \quad f = n \frac{c}{4l} \quad (n = 1, 2, 3, \dots).$$

È facile verificare (fig. 14) che la linea con estremo in corto circuito ha reattanza nulla se n è pari e reattanza infinitamente grande se n è dispari, mentre avviene esattamente l'opposto se la linea ha l'estremo aperto.

Le considerazioni precedenti valgono a rigore solo nel caso in cui la linea sia priva di perdite: nel caso reale, in cui vi è dissipazione di energia lungo la linea e nell'estremità, in concomitanza alle onde stazionarie si ha un regime di onde progressive di tensione e di corrente (dal generatore all'estremità) a cui è associata l'energia destinata a sopperire a

quella perduta nei singoli punti. La presenza del regime progressivo sovrapposto a quello stazionario fa sì che la tensione e la corrente risultino sfasate di un angolo diverso da 90° e che la loro ampiezza non sia mai rigorosamente nulla: i nodi divengono allora dei minimi di tensione e di corrente, come è indicato nella figura 15. Per il generatore la linea non si comporta più come una reattanza pura, perchè a questa è associata una resistenza di valore tale da rendere conto della potenza dissipata sulla linea. L'impedenza risultante (che chiameremo *impedenza d'entrata*, Z_c) ha valore diverso a seconda della posizione del generatore nei riguardi dei nodi di tensione e di corrente, cioè a seconda del

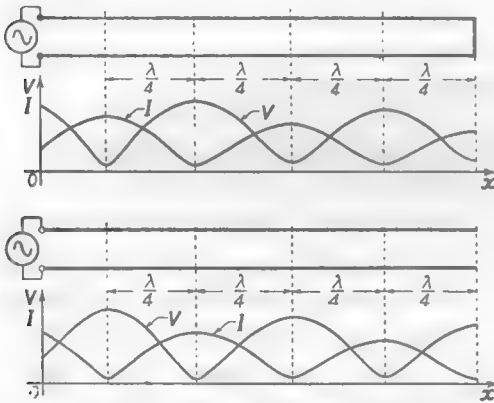


Fig. 15 — La presenza delle perdite sulla linea fa sì che la corrente e la tensione non abbiano mai ampiezza nulla; i nodi divengono dei minimi di tensione e di corrente.

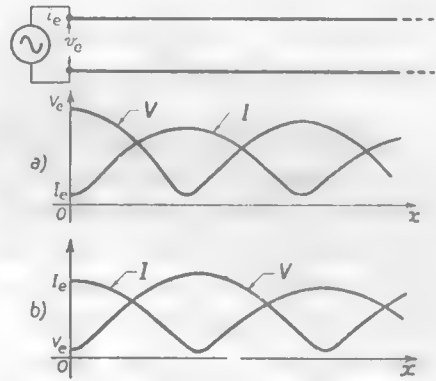


Fig. 16 — L'impedenza ha valore massimo per quelle frequenze per le quali il generatore capita in un nodo di corrente (a) e minimo quando capita in un nodo di tensione (b).

valore della sua frequenza: ha valore massimo per quelle frequenze per le quali il generatore capita in un nodo di corrente (fig. 16 a), perchè ivi è massimo il rapporto V_c/I_c , ed ha valore minimo per quelle frequenze per le quali il generatore capita in un nodo di tensione (fig. 16 b), perchè ivi è minimo il rapporto V_c/I_c . Per tali frequenze la linea equivale ad una resistenza molto grande o molto piccola (invece che ad un circuito aperto o ad un corto circuito, come la linea senza perdite) che rende conto della dissipazione di energia.

Il fatto che la linea si comporti di fronte al generatore come una impedenza di valore variabile colla frequenza e che esistano delle frequenze per le quali tale impedenza è massima o minima e si riduca ad una pura resistenza, ha stretta analogia con quanto avviene nei circuiti

risonanti (Cap. II). In effetti i tronchi di linea in regime di onde stazionarie presentano fenomeni di risonanza in tutto simili a quelli dei circuiti oscillatori ed in sostituzione di questi essi vengono diffusamente impiegati specialmente nel campo delle onde ultracorte e microonde; esamineremo gli aspetti più utili di tali fenomeni di risonanza nel prossimo paragrafo.

8. — Risonanza in un tronco di linea - Linee in quarto d'onda.

Svolgeremo lo studio delle proprietà risonanti di un tronco di linea nel caso semplice della linea *in quarto d'onda*, così detta perchè in risonanza in essa è contenuta un unico quarto d'onda. Esaminiamo separatamente, ma parallelamente, il caso in cui la linea abbia un estremo in corto circuito ed il caso in cui abbia un estremo aperto.

Consideriamo un tronco di linea di lunghezza l chiuso ad un estremo in corto circuito ed alimentato nell'altro estremo da un generatore ideale di corrente. Supponiamo che la frequenza di questo abbia un valore f_0 tale che un quarto della corrispondente lunghezza di onda ($\lambda_0 = c/f_0$) occupi l'intera linea; sia cioè:

$$(1a) \quad \frac{\lambda_0}{4} = l,$$

e quindi:

$$(2a) \quad f_0 = \frac{c}{4l}.$$

Poichè nell'estremo della linea, nel corto circuito, si ha necessariamente un nodo di tensione, in corrispondenza al generatore si avrà un ventre di tensione (fig. 17a). Per frequenze immediatamente superiori od inferiori ad f_0 l'ampiezza V_0 della

Consideriamo un tronco di linea di lunghezza l aperto ad una estremità ed alimentato nell'altra estremità da un generatore ideale di tensione. Supponiamo che la frequenza di questo abbia un valore f_0 tale che un quarto della corrispondente lunghezza d'onda ($\lambda_0 = c/f_0$) occupi l'intera linea; sia cioè:

$$(1b) \quad \frac{\lambda_0}{4} = l,$$

e quindi:

$$(2b) \quad f_0 = \frac{c}{4l}.$$

Poichè nell'estremità aperta della linea si ha necessariamente un nodo di corrente, in corrispondenza al generatore si avrà un ventre di corrente (fig. 17b). Per frequenze immediatamente superiori od inferiori ad f_0 l'ampiezza I_0 della corrente

tensione di entrata ha sempre valori inferiori; il suo andamento in funzione della frequenza è del tipo indicato nel diagramma inferiore della figura 17 a) ed è quello medesimo della tensione ai capi di un *circuito risonante parallelo* (Cap. II, n. 2). Anche per ciò che riguarda il carat-

di entrata ha sempre valori inferiori; il suo andamento in funzione della frequenza è del tipo indicato nel diagramma inferiore della figura 17 b) ed è quello medesimo della corrente in un *circuito risonante serie* (Cap. II, n. 2). Anche per ciò che riguarda il carattere dell'impe-

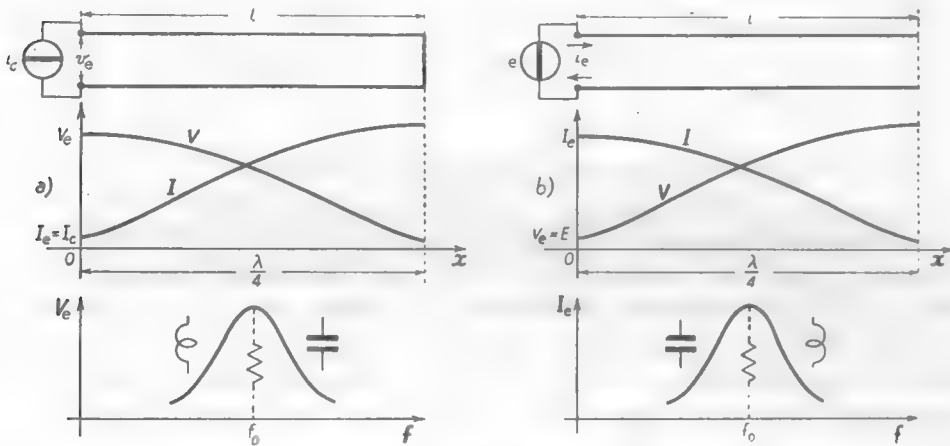


Fig. 17 — Tronco di linea in quarto d'onda: diagrammi dell'ampiezza della tensione e della corrente lungo la linea e curve di risonanza.

tere dell'impedenza il comportamento è il medesimo: si trova infatti che nell'intorno della frequenza di risonanza l'impedenza d'ingresso (che è una pura resistenza per $f=f_0$) risulta induttiva per $f < f_0$ e capacitiva per $f > f_0$. Notiamo poi che mentre il generatore eroga una piccola corrente (fig. 17 a), in corrispondenza all'estremo in corto circuito la corrente può essere anche molto intensa; si ha dunque una *sovracorrente* (Cap. II, n. 4) ed è definibile, di conseguenza, un coef-

denza il comportamento è il medesimo: si trova infatti che nell'intorno della frequenza di risonanza la impedenza d'ingresso (che è una pura resistenza per $f=f_0$) risulta capacitiva per $f < f_0$ ed induttiva per $f > f_0$. Notiamo poi che mentre la f.e.m. prodotta dal generatore è assai piccola (fig. 17 b), la tensione in corrispondenza all'estremo aperto può risultare anche molto elevata; nel tronco di linea si verifica dunque una *sovratensione* (Cap. II, n. 4). Risulta definibile, di conse-

ficiente di sovracorrente, ossia un coefficiente di risonanza del tronco di linea considerato come un circuito risonante parallelo.

guenza, un coefficiente di sovratensione, ossia un coefficiente di risonanza del tronco di linea considerato come un circuito risonante serie.

Le considerazioni esposte conducono dunque a stabilire un'equivalenza completa (schematizzata nella figura 18) fra un tronco di linea in

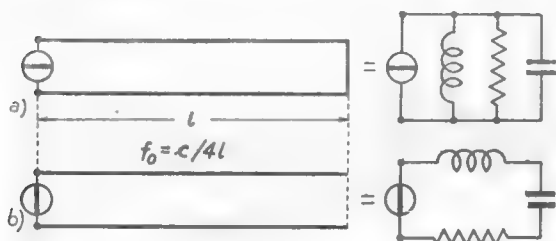


Fig. 18 — Equivalenza fra tronchi di linea in quarto d'onda e circuiti risonanti.

quarto d'onda ed un circuito risonante, di tipo parallelo nel caso a) e di tipo serie nel caso b). L'esperienza dimostra che la bontà dei tronchi di linea quali risuonatori è generalmente superiore a quella dei circuiti oscillatori; con linee ben costruite

non è difficile raggiungere coefficienti di risonanza di qualche migliaio.

La risonanza del tronco di linea può associarsi, come nei normali circuiti risonanti (Cap. II, n. 5), al fenomeno delle oscillazioni libere. Supponiamo infatti, che il generatore applicato alla linea di risonanza cessi di funzionare, ossia si comporti semplicemente come un circuito aperto (nel caso del generatore ideale di corrente) o come un corto circuito (nel caso del generatore ideale di tensione): si ottiene in entrambi i casi

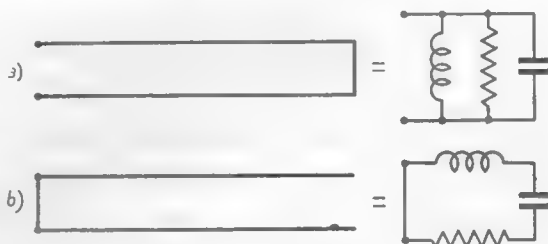


Fig. 19 — Tronchi di linea corrispondenti a quelli della figura 17 quando il generatore non funziona.

si un tronco di linea aperto ad un estremo e chiuso in corto circuito nell'altro (fig. 19). Il regime stazionario preesistente non risulta alterato perchè le onde di tensione e di corrente, propagandosi fra i due estremi e riflettendosi su di essi, generano un nodo di tensione nell'estremo chiuso ed un nodo di corrente in quello aperto. Nei vari punti della linea sussistono perciò oscillazioni di tensione e di corrente che possono paragonarsi alle oscillazioni libere in un circuito oscillatorio (Vol. I, Cap. I,

n. 3-9). La presenza delle perdite nella linea fa sì che le onde si attenuino progressivamente e quindi che le oscillazioni di tensione e di corrente si smorzino; come nei circuiti oscillatori, se si vuole che le oscillazioni rimangano di ampiezza costante occorre che il generatore funzioni e fornisca l'energia sufficiente per sopperire a quella perduta.

La risonanza sulla linea nasce per fenomeni completamente diversi da quelli dei normali circuiti; ma una base comune esiste ed un'analogia meccanica ci aiuterà a chiarirla. Parlando delle oscillazioni libere



Fig. 20 — Pendolo a molla e circuito oscillatorio.

di un circuito oscillatorio (Vol. I, Cap. I, n. 9), è stato messo a raffronto il circuito oscillatorio elettrico con un dispositivo meccanico (pendolo di Pohl) costituito da una massa centrata da due molle (fig. 20). In questa sorta di pendolo si distingue nettamente la massa dalla forza della molla, potendosi assumere la massa della sfera così grande che quella della molla sia trascurabile di fronte ad essa. Però in meccanica vi sono nume-

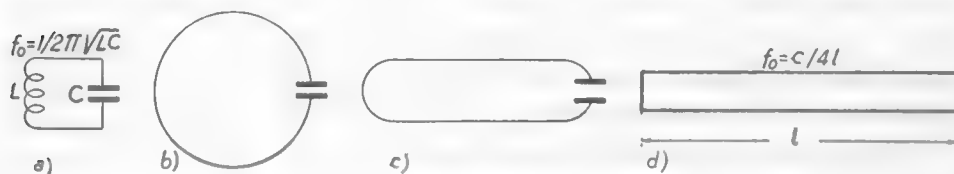


Fig. 21 — Passaggio da un circuito oscillatorio ad una linea in quarto d'onda.

rosi sistemi oscillanti nei quali non esiste una localizzazione separata della massa e della forza elastica. Un esempio è rappresentato dalla molla stessa, la quale può oscillare altrettanto bene anche senza sfera: in tal caso ogni elemento di molla possiede sia massa che forza elastica, le quali risultano perciò distribuite in tutto il sistema oscillante. Qualcosa di analogo avviene anche per le oscillazioni elettriche: nel circuito oscillatorio ordinario (trascurando la capacità distribuita della bobina e l'induttanza del condensatore) si può fare una netta distinzione fra la bobina, quale sede dell'induttanza, ed il condensatore, quale sede

della capacità. Nella linea risonante, invece, l'induttanza e la capacità non possono essere localizzate separatamente, essendo distribuite in tutta la sua lunghezza. La schematica figura 21 mostra come la linea in quarto d'onda si possa pensare derivata da un ordinario circuito oscillatorio attraverso successivi circuiti in cui l'induttanza e la capacità concentrate vanno via via diminuendo, mentre prevalgono sempre più l'induttanza e la capacità distribuite.

Ci siamo finora limitati a considerare la risonanza nella linea in quarto d'onda, ma la risonanza si manifesta in qualsiasi tronco di linea alimentato da un generatore ad un estremo ed aperto o chiuso in corto circuito nell'altro, purchè in corrispondenza al generatore capiti un nodo di tensione o di corrente: ciò avviene *se la frequenza del generatore è tale che nella lunghezza l del tronco di linea sia contenuto un numero intero di $\lambda/4$* . Se la frequenza è tale che il generatore si venga a trovare in un nodo di tensione la risonanza è di tipo *serie*; se invece il generatore si viene a trovare in un nodo di corrente la risonanza è di tipo *parallelo*.

9. — Il ritardo nelle azioni magnetiche ed elettriche a distanza.

Viste le ormai fondamentali proprietà delle onde ed esaminato il meccanismo di propagazione in un caso elettrico molto semplice, quello delle linee bifilari, possiamo iniziare lo studio delle *onde elettromagnetiche*. Per questo occorre però riesaminare alcuni fenomeni elettromagnetici sotto l'aspetto della loro dipendenza dal tempo e dallo spazio.

Si consideri un conduttore percorso da una corrente I ; esso produrrà nei punti dell'asse x , indicato nella figura 22, un campo magnetico la cui intensità H dipende dal valore di I e dalla distanza x dal conduttore secondo una formula del tipo:

$$(1) \quad H = a(x)I,$$

dove $a(x)$ è un fattore che decresce progressivamente al crescere di x . Supponiamo che, ad un certo istante, la corrente I subisca una variazione, ad esempio raddoppi: si ha allora una variazione anche dell'intensità di campo magnetico, la quale, a re-

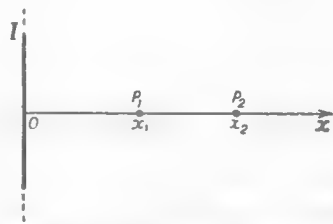


Fig. 22 — Ad ogni variazione della corrente I corrisponde una variazione del campo magnetico in P_1 e P_2 , ritardata rispetto all'originaria.

gime, risulterà raddoppiata. Si è detto *a regime*, perchè alla variazione della corrente nel conduttore corrisponde per il campo magnetico un fenomeno transistorio assai complesso di cui daremo un cenno nel prossimo paragrafo; il fatto fondamentale che qui ci preme sottolineare è che la variazione di campo dovuta alla variazione di corrente *non è contemporanea ad essa ma la segue con un certo ritardo* che dipende dalla distanza: così il raddoppiamento del campo in P_2 avviene dopo che in P_1 ed in questo punto avviene dopo della variazione della corrente originaria. Più generalmente, se la corrente varia nel tempo con la legge $I(t)$, l'intensità del campo magnetico nei diversi punti varia con le medesime vicende ma in ritardo Δt tanto maggiore quanto più grande è x ; la (1) diviene allora:

$$(2) \quad H(t) = a(x)I(t - \Delta t).$$

Il ritardo dell'azione magnetica a distanza è uno dei risultati della poderosa teoria di MAXWELL sull'elettromagnetismo da cui ha avuto origine la radiotecnica⁽¹³⁾; da questa teoria deriva, in particolare, che *il ritardo Δt è proporzionale alla distanza x e che il coefficiente di proporzionalità è l'inverso della velocità della luce, $1/c$* . La (2) può, allora, scriversi:

$$(3) \quad H(t) = a(x)I\left(t - \frac{x}{c}\right).$$

Confrontando tale formula con la (11) del n. 2 — che è l'espressione più generale di un'onda che si propaga, attenuandosi, nella direzione e verso delle x — possiamo dedurre che *il campo magnetico varia nei punti dell'asse x con la legge di un'onda che si propaga con velocità c* : in questo senso diciamo che si ha un'onda di campo magnetico che si propaga con velocità c .

Si consideri ora invece una carica elettrica variabile nel tempo; per il campo elettrico che essa produce nello spazio possono ripetersi le considerazioni fatte in precedenza per il campo magnetico e se ne deduce, perciò, la possibilità di esistenza di un'onda elettrica.

In realtà dalla teoria di Maxwell deriva che un'onda elettrica od

⁽¹³⁾ - Sulla teoria di Maxwell, sull'elettromagnetismo e le onde elettromagnetiche si veda: G. TORALDO DI FRANCA - *Onde Elettromagnetiche* (Ed. N. Zanichelli, Bologna).

un'onda magnetica, qualunque sia il fenomeno che dà loro origine, non possono esistere isolate ma si ha sempre la coesistenza di un'onda elettrica e di un'onda magnetica che viaggiano con la stessa velocità, costituendo due aspetti diversi di un unico fenomeno che è l'onda elettromagnetica. Nel paragrafo seguente mostreremo le basi fisiche da cui la coesistenza delle due onde deriva.

10. — Concatenamento dei campi elettrici e magnetici in variazione - Onda elettromagnetica.

È noto che se una spira di filo conduttore abbraccia un campo magnetico H di sezione S (fig. 23 a) in variazione, ai suoi capi si constata l'esistenza di una forza elettromotrice:

$$(1) \quad v = -\mu_0 S \frac{dH}{dt};$$

in ciò consiste il ben noto fenomeno dell'induzione elettromagnetica nei conduttori. Ad un'analisi approfondita (dovuta a Maxwell) appare peraltro che la nascita della f.e.m. indotta è una conseguenza di un fenomeno più generale, che consiste nella nascita di un campo elettrico le cui linee di forza sono chiuse e concatenate con le linee di forza del campo magnetico in variazione (fig. 23 b); la spira di filo è solamente un indicatore del campo elettrico in quanto questo produce nel filo conduttore una f.e.m. v .

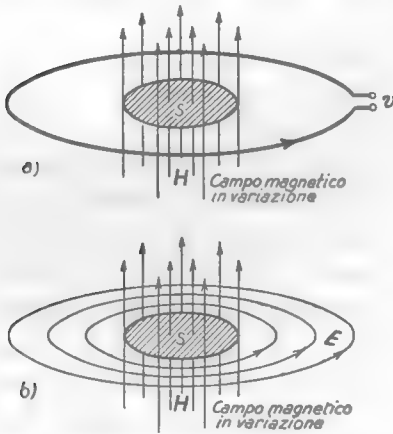


Fig. 23 — Fenomeno dell'induzione in una spira e sua interpretazione approfondita.

Tutte le volte, dunque, che un campo magnetico varia, si ha la nascita nello spazio di un campo elettrico le cui linee di forza sono concatenate con quelle del campo magnetico.

Ma esiste un fenomeno perfettamente simmetrico a questo, postulato da Maxwell e perfettamente provato con l'esperienza, ed è che un campo elettrico in variazione causa la nascita di un campo magnetico,

le cui linee di forza sono chiuse e concatenate con le linee di forza elettriche, come è schematicamente indicato nella figura 24.

Da due fenomeni ora accennati (nascita di un campo elettrico prodotta dalla variazione di un campo magnetico, nascita di un campo magnetico prodotta dalla variazione di un campo elettrico) deriva la notevole conseguenza che *i campi elettrici o magnetici in variazione non possono esistere isolati: l'uno dà origine all'altro, risultando mutuamente causa ed effetto del fenomeno*. Consideriamo, ad esempio, un conduttore percorso da una corrente I (fig. 25) e supponiamo che questa, subisca una variazione: il campo magnetico da essa prodotto nella immediata

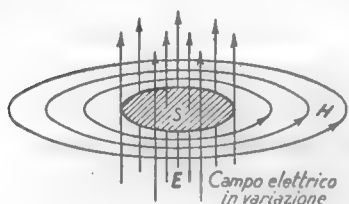


Fig. 24 — Un campo elettrico E in variazione dà origine ad un campo magnetico H .

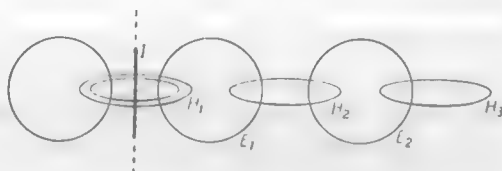


Fig. 25 — Schematizzazione del concatenamento fra campo magnetico e campo elettrico in variazione.

vicinanza (schematicamente indicato nella figura 25 dalle linee di forza H_1) subirà una corrispondente variazione e perciò darà origine ad un campo elettrico con linee di forza ad esso concatenate. Tale campo elettrico (schematizzato in figura con la linea di forza E_1) sarà pure, generalmente, in variazione e produrrà a sua volta un campo magnetico (linea di forza H_2) e così via. Dunque la variazione di uno dei campi è sempre accompagnata dalla formazione dell'altro campo ad esso concatenato: l'insieme dei due campi viene chiamato *campo elettromagnetico*.

I successivi concatenamenti dei due campi *non sono istantanei*; avvengono in tempi brevissimi ma non nulli. È questo fatto che provoca il ritardo delle azioni elettriche e magnetiche a distanza (n. 9), il quale ci ha permesso di dedurre l'esistenza di onde magnetiche od elettriche prodotte da variazioni di corrente o di cariche; ora possiamo precisare che la propagazione dell'onda nello spazio avviene attraverso successivi concatenamenti di campi magnetici ed elettrici in variazione, col meccanismo accennato in relazione alla figura 25. Ne risulta che l'onda elettrica e l'onda magnetica non sussistono mai separate ma coesistono sem-

pre; fra le due onde vi è una stretta interdipendenza in quanto le variazioni di campo dell'una provocano la nascita del campo in variazione che costituisce l'altra e viceversa. L'insieme delle due onde fra loro legate costituisce l'onda elettromagnetica, che deve essere considerata come l'effettiva entità che si propaga nello spazio e di cui l'onda elettrica e l'onda magnetica non sono che due aspetti particolari ⁽¹⁴⁾.

Siamo giunti all'introduzione dell'onda elettromagnetica partendo dalla considerazione di una corrente in variazione, ma l'onda elettromagnetica può avere le origini più varie: essa nasce ogni volta che si ha una variazione di un campo elettrico o di un campo magnetico, qualunque sia la causa che provoca la variazione stessa. Le modalità della sua formazione e della sua propagazione sono molto varie specialmente in relazione alla presenza di conduttori nello spazio in cui l'onda si propaga; noi considereremo i casi principali più utili per la radiotecnica, cominciando dal riesame, sotto l'aspetto del campo elettromagnetico, della propagazione delle onde sulle linee bifilari.

11. — Propagazione dell'onda elettromagnetica in una linea bifilare.

Consideriamo una linea bifilare indefinitamente lunga e fra due suoi punti A, B (fig. 26) si applichi un impulso positivo di tensione il cui

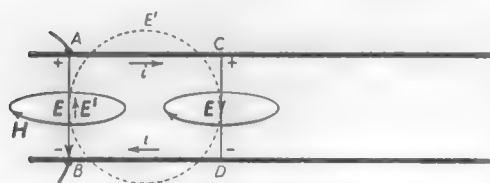


Fig. 26 — Meccanismo di formazione di un'onda e. m. su una linea bifilare.

valore stantaneo sia v . Fra A e B nasce allora un campo elettrico normale ai fili, di intensità $E = v/d$, se d è la distanza fra i due fili. Il campo elettrico varia nel tempo (con la stessa legge di v) e perciò dà origine ad un campo magnetico H ,

le cui linee di forza circondano il campo elettrico in variazione; nella figura 26 è mostrata una linea di forza del campo magnetico che circonda la linea di forza elettrica

⁽¹⁴⁾ - Non altrimenti, un'onda sonora nello spazio può pensarsi costituita da un'onda di pressione ed un'onda di velocità, strettamente interdipendenti in quanto le variazioni di una delle due grandezze è causa della nascita dell'altra e viceversa. Una delle due onde non può pensarsi disgiunta dall'altra; esse non sono che due aspetti della vera entità fisica che è l'onda sonora.

tracciata fra A e B . Il campo magnetico, al pari del campo elettrico, è in variazione e si circonda perciò di linee di forze elettriche chiuse. In assenza dei fili conduttori il cerchio E' rappresenterebbe una delle linee di forza elettriche concatenate col campo H ; invece, in presenza dei fili, rimangono, della linea di forza, i due soli tronchi CD e BA , perchè nei conduttori il campo elettrico svanisce dando luogo ad una corrente di conduzione. La linea di forza fra A e B ha senso opposto a quella da cui si è partiti, cioè il campo che si è formato si oppone al campo in variazione che l'ha originato (è, questa, una conseguenza della legge di Lenz); contemporaneamente appare un nuovo campo elettrico fra C e D con lo stesso segno del campo da cui si è partiti. Tutto avviene come se il campo originario esistente fra A e B fosse spostato in avanti del tratto AC . Può ripetersi per il campo fra C e D , che è in variazione, quanto si è detto per il campo fra A e B , per cui si ha ancora uno spostamento in avanti del campo elettrico stabilitosi originariamente fra A e B e così di seguito. Si ha così, col meccanismo indicato n. 10, la formazione di un'onda elettromagnetica che si propaga lungo la linea fra i due fili.

Il fenomeno della propagazione dell'onda elettromagnetica si svolge nel dielettrico interposto fra i fili, ma anche questi ne risultano interessati, in quanto su di essi si manifestano tensioni e correnti che sono la conseguenza dell'esistenza del campo elettromagnetico. Infatti, se d è la distanza fra i due fili, la tensione v esistente fra di essi, in corrispondenza ad una sezione normale, in cui il campo elettrico sia E , sarà $v = Ed$ (essendo le linee di forza del campo elettrico normali ai fili). Perciò si ha lungo la linea un'onda di tensione, che è quella medesima che abbiamo già considerato nel n. 4.

In riferimento alla figura 26 si è notato che le linee di forza del campo elettrico sarebbero cerchi in assenza dei conduttori, ma a causa di questi si riducono a tratti rettilinei normali ai fili, nel mentre che in questi nasce una corrente conseguente allo svanire del campo elettrico. Ha origine, in questo modo, un'onda di corrente nei conduttori che accompagna l'onda e.m.: è l'onda di corrente che abbiamo preso in considerazione nel n. 4.

L'origine ora indicata dell'onda di corrente permette di spiegare il fatto, in apparente contrasto con la legge di Ohm (n. 4), che sulla linea la corrente abbia valori diversi da punto a punto; essa consente inoltre di comprendere come la velocità dell'onda di corrente sia grandissima

(teoricamente uguale alla velocità della luce) nonostante che sia sperimentalmente provato che la velocità degli elettroni nei buoni conduttori sia sempre molto piccola, dell'ordine di millimetri o frazioni di millimetro al secondo. La spiegazione è che l'onda di corrente non deve essere pensata come una migrazione di elettroni lungo la linea: è l'onda del campo elettrico che, nella sua propagazione, sollecita, per così dire, i successivi elettroni dei fili di linea, i quali subiscono solamente piccoli spostamenti dalla loro posizione di riposo ⁽¹⁵⁾. Nel caso che alla linea bifilare sia applicato non un impulso di tensione, ma una tensione sinusoidale, la corrente nei fili consiste in un'oscillazione locale degli elettroni, che avviene, nei singoli punti, nella direzione di propagazione.

12. — Propagazione delle onde e. m. lungo un filo.

Le considerazioni svolte nel paragrafo precedente ci aiutano a comprendere come sia possibile la propagazione di onde di tensione e di corrente anche su un unico filo isolato oltre che su una linea bifilare.

Consideriamo un conduttore isolato nello spazio ed applichiamo fra due punti A, B di esso (fig. 27) un generatore tale che fra essi si abbia

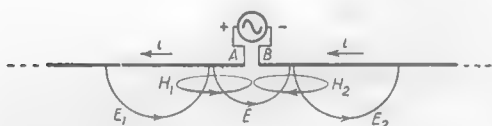


Fig. 27 — Formazione di un'onda e. m. su un conduttore isolato.

una tensione alternativa di alta frequenza. Fra i punti A, B nasce un campo elettrico di cui in figura è indicata una generica linea di forza E : il campo elettrico è nullo nel filo e si stacca da esso normalmente. Essendo

il campo elettrico in variazione, nascerà un campo magnetico (di cui in figura sono indicate due linee di forza H_1, H_2) pure in variazione; esso dà origine ad un nuovo campo elettrico, di cui in figura sono indicate due linee di forza E_1, E_2 , le quali terminano sul conduttore in quanto in esso il campo si annulla producendo una corrente. Il campo elettrico in variazione produce un campo magnetico pure in variazione ed il processo si ripete. Si ha così, col meccanismo indicato per la linea bifilare (n. 11), la formazione di un'onda e. m., la quale si propaga lungo il con-

⁽¹⁵⁾ - L'onda di corrente ha, così, stretta analogia con un'onda sonora nell'aria, in cui le molecole subiscono piccoli spostamenti attorno alle loro posizioni di riposo, ma non traslazioni.

duttore da entrambe le parti del generatore con velocità approssimativamente uguale a quella della luce.

Al campo elettrico in variazione corrisponde una tensione variabile fra i punti del conduttore, così che all'onda e.m. si associa lungo il filo *un'onda di tensione*; l'annullarsi del campo elettrico nel conduttore, con la conseguente nascita di una corrente, fa sì che sul filo si propaghi *un'onda di corrente*, con le modalità già viste per la linea bifilare. Poichè l'onda di tensione e l'onda di corrente lungo il filo isolato hanno la stessa genesi di quelle sulle linee bifilari, valgono per esse sostanzialmente le proprietà viste in relazione a queste. In particolare valgono tutte le considerazioni relative alla riflessione ed alle onde stazionarie (n. 7) nel caso in cui il conduttore abbia lunghezza finita, come sempre avviene in pratica.

Interessano, per la costituzione delle *antenne*, i casi in cui il conduttore ha entrambi gli estremi isolati oppure un estremo isolato e l'altro connesso a terra; manifestamente negli estremi isolati la corrente deve tendere ad annullarsi, mentre in un estremo collegato a terra tenderà ad annullarsi la tensione. Nel regime stazionario conseguente alla riflessione sugli estremi *si dovranno quindi necessariamente formare dei nodi di corrente negli estremi isolati e nodi di tensione negli estremi collegati a terra*. Partendo da questi presupposti e tenendo presente che, come nella linea bifilare, ad un nodo di corrente corrisponde un ventre di tensione e viceversa, può qualitativamente intuirsi l'andamento dell'ampiezza della tensione e della corrente lungo il conduttore.

Analogamente alla linea bifilare (n. 7) il tronco di conduttore si comporta di fronte al generatore come un'impedenza il cui valore dipende dalla frequenza: se questa è tale che in corrispondenza al generatore capitano un nodo di tensione o di corrente, *l'impedenza si riduce ad una pura resistenza e si manifesta la risonanza*, con le modalità accennate in relazione alle linee bifilari. Nei paragrafi seguenti ne vedremo un'applicazione ai due tipi fondamentali di antenna, il *dipolo* ed il *semidipolo*.

13. — Risonanza in un tronco di conduttore - Dipolo.

Svolgeremo lo studio della risonanza in un tronco di conduttore ⁽¹⁶⁾

⁽¹⁶⁾ - La trattazione è svolta in maniera parallela a quella compiuta nel n. 8 per il tronco di linea in quarto d'onda con estremo aperto.

nel caso in cui questo è rettilineo, di lunghezza l , con gli estremi isolati ed alimentato al centro da un generatore ideale di tensione (fig. 28 a). Supponiamo che la frequenza del generatore abbia un valore f_0 tale che una metà della corrispondente lunghezza d'onda ($\lambda_0 = c/f_0$) occupi l'intero conduttore ⁽¹⁷⁾; che, cioè, sia:

$$(1) \quad \frac{\lambda_0}{2} = l,$$

e quindi:

$$(2) \quad f_0 = \frac{c}{2l}.$$

Allorchè queste condizioni sono soddisfatte, il conduttore si dice *dipolo a mezz'onda*, o semplicemente *dipolo*, ed è (come vedremo) il più semplice tipo di antenna, molto usato nel campo delle onde corte, delle onde ultracorte e delle microonde.

Poichè in ciascun estremo del dipolo si ha necessariamente un nodo di corrente, in corrispondenza al generatore (che si trova ad una distanza $\lambda_0/4$ da ciascun estremo) si avrà un ventre di corrente: la tensione avrà corrispettivamente un ventre a ciascun estremo isolato ed un nodo al centro. L'andamento dell'ampiezza della corrente e della tensione risulta perciò quello indicato nel diagramma b) della figura 28: in questo diagramma all'ampiezza della tensione si è attribuito segno opposto nelle due metà del dipolo per indicare che le oscillazioni della tensione hanno, nei due rami, fase opposta.

Per frequenze immediatamente superiori od inferiori ad f_0 , l'ampiezza della corrente pur essendo ancora massima nel centro del dipolo ha in tale punto valori sempre inferiori a quello che si ha alla frequenza f_0 e varia in funzione della frequenza secondo la tipica curva di

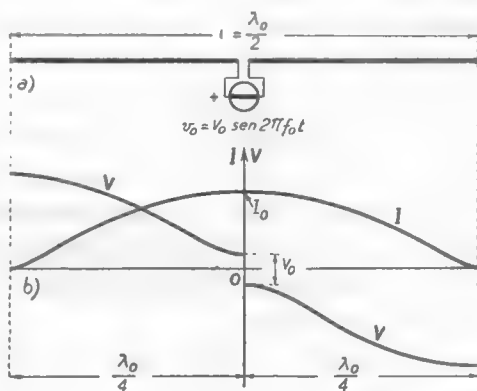


Fig. 28 — Dipolo alimentato da un generatore ideale di tensione. Andamento dell'ampiezza della tensione e della corrente alla risonanza.

⁽¹⁷⁾ - In tutti i ragionamenti si prescinderà dalla soluzione di continuità al centro, causata dal collegamento al generatore; si supporrà anche trascurabile di fronte ad l la lunghezza dei collegamenti del generatore, il quale si penserà idealmente al centro del conduttore.

risonanza di un *circuito risonante serie* (fig. 29). Si trova che l'acutezza della curva di risonanza dipende praticamente solo dal rapporto fra la lunghezza l del conduttore ed il suo diametro d , risultando tanto maggiore quanto più grande è l/d : essa risulta naturalmente diminuita (come nei circuiti risonanti ordinari) se al posto del generatore ideale di

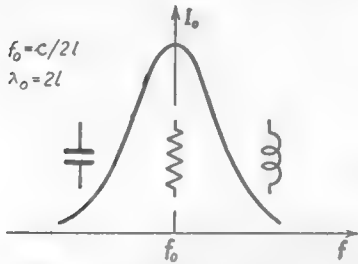


Fig. 29 — Andamento, in funzione della frequenza, dell'ampiezza della corrente al centro del dipolo.

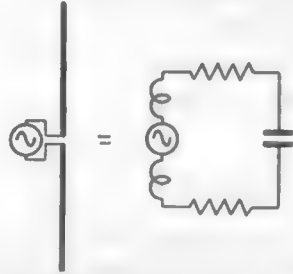


Fig. 30 — Per ciò che riguarda la risonanza, un dipolo è equivalente ad un circuito risonante serie.

tensione vi è, come avviene in pratica, un generatore con resistenza interna diversa da zero.

In perfetta analogia con quanto avviene in un circuito risonante serie ed in un tronco di linea bifilare con estremo aperto (n. 8), si trova poi che l'impedenza che il dipolo offre al generatore è una pura resistenza per $f=f_0$ ⁽¹⁸⁾, risulta capacitiva per $f < f_0$ ed induttiva per $f > f_0$, come è figuratamente indicato nella curva di risonanza (fig. 29). Le considerazioni esposte conducono dunque a stabilire un'equivalenza (per ciò che riguarda la risonanza) fra il dipolo ed un circuito risonante serie, come è schematicamente indicato nella figura 30. Possono ripetersi per il dipolo tutte le considerazioni svolte sul tronco di linea in quarto d'onda

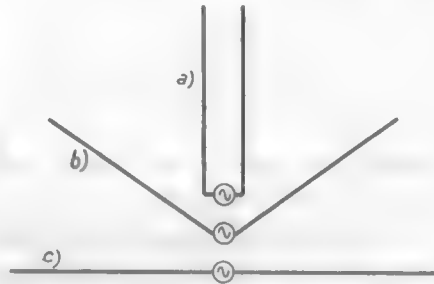


Fig. 31 — Derivazione di un dipolo da una linea in quarto d'onda.

(18) - Vedremo nel n. 3 del capitolo seguente che tale resistenza rende conto della fuoriuscita di energia dall'antenna, dovuta sia alle perdite, sia soprattutto all'irradiazione.

(n. 8) in merito alle oscillazioni libere ed alla distinzione fra circuiti risonanti a costanti concentrate e circuiti a costanti distribuite. A questo proposito il procedimento indicato nella figura 21, con cui la risonanza della linea in quarto d'onda è ricondotta a quella di un normale circuito oscillatorio, può estendersi facendo derivare il dipolo da una linea in quarto d'onda aperta, come è schematicamente indicato nella figura 31.

Vedremo nel n. 15 come avvenga la formazione del campo elettromagnetico da parte del dipolo e ne studieremo le modalità relative nel capitolo seguente.

14. — Antenna Marconiana - Semidipolo.

Un tipo di antenna, molto usato nel campo delle onde lunghe e medie (*antenna marconiana*) è costituito da un conduttore verticale (od anche

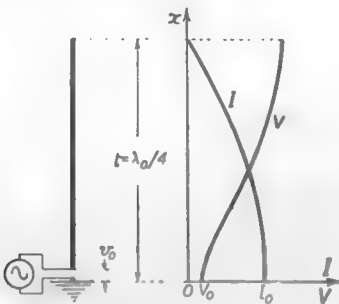


Fig. 32 — Andamento dell'ampiezza della corrente e della tensione in un *semidipolo*.

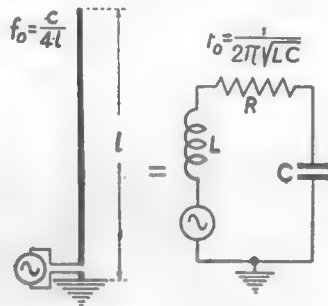


Fig. 33 — Equivalenza fra un semidipolo ed un circuito risonante in serie.

variamente inclinato) isolato nell'estremo superiore e collegato al suolo in quello inferiore tramite un generatore (fig. 32).

All'estremo superiore isolato si ha certamente un nodo di corrente (e quindi un ventre di tensione) ed a partire da questo, verso il basso, si succederanno ventri e nodi alla distanza di $\lambda/4$ l'uno dall'altro: come al solito, si ha risonanza tutte le volte che un nodo od un ventre (di corrente o di tensione) viene a trovarsi in corrispondenza del generatore. Il caso più semplice è quello in cui la frequenza del generatore ha un valore f_0 tale che un quarto della corrispondente lunghezza d'onda ($\lambda_0 = c/f_0$) occupi l'intero conduttore; in tali condizioni si ha manifestamente:

$$(1) \quad \frac{\lambda_0}{4} = l,$$

e quindi:

$$(2) \quad f_0 = \frac{c}{4l}.$$

Poichè nell'estremo superiore si ha un nodo di corrente, in corrispondenza al generatore (che si trova ad una distanza $\lambda_0/4$ dall'estremo) si avrà un ventre di corrente: la tensione avrà corrispettivamente un ventre nell'estremo isolato ed un nodo alla base. L'andamento dell'ampiezza della corrente e della tensione risulta perciò quello indicato nella figura 32 e coincide con quello che si ha su una metà del dipolo (fig. 28); corrispondentemente l'antenna marconiana in queste condizioni prende il nome di *semidipolo* o *antenna in quarto d'onda*.

Dal punto di vista della risonanza, il comportamento del semidipolo è qualitativamente il medesimo di quello del dipolo e, come

per esso, si può stabilire l'equivalenza con un circuito risonante serie, schematizzata nella figura 33. L'ampiezza I_0 della corrente alla base dell'antenna è massima alla frequenza $f_0 = c/4l$ (che è detta *frequenza naturale di risonanza* del semidipolo) e varia nell'intorno di f_0 nel modo indicato nella figura 34. *Alla frequenza di risonanza il semidipolo si comporta nei riguardi del generatore come una pura resistenza; per frequenze minori di f_0 si comporta capacitivamente, mentre per frequenze superiori ad f_0 si comporta induttivamente*, come è schematicamente indicato nella figura 34. L'acutezza della curva di risonanza dipende grandemente dal rapporto fra la lunghezza l del conduttore ed il suo diametro d , risultando tanto minore quanto più piccolo è il rapporto l/d .

Un'importante applicazione delle proprietà esposte è la seguente. Supponiamo di inserire alla base dell'antenna, lasciandone inalterata l'altezza, una capacità C , (fig. 35 a); il complesso può ancora essere rappresentato con un circuito risonante (come nella fig. 33) pur di porre C , in serie a C (fig. 35 a). La frequenza di risonanza f del circuito equivalente, e quindi anche dell'antenna, risulta superiore alla frequenza naturale dell'antenna, f_0 , essendo diminuita la capacità totale; per la

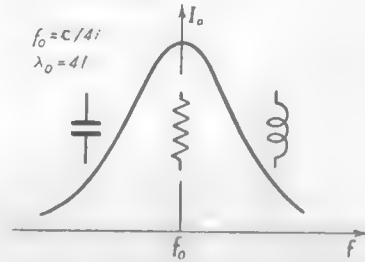


Fig. 34 — Andamento, in funzione della frequenza, dell'ampiezza della corrente alla base del semidipolo.

frequenza $f > f_0$ il conduttore verticale si comporta come un'induttanza (fig. 34) che risuona appunto con la capacità C_s .

Inserendo, invece, alla base dell'antenna un'induttanza, come è indicato nella figura 35 b), la frequenza di risonanza risulta diminuita rispetto a quella naturale perchè nel circuito equivalente l'induttanza L_s ,

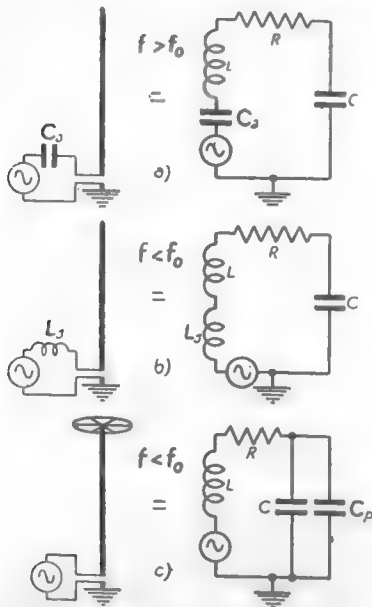


Fig. 35 — La frequenza di risonanza aumenta con una capacità in serie (a) e diminuisce con un'induttanza in serie (b) od una capacità in testa (c).

si viene a trovare in serie ad L e quindi l'induttanza è complessivamente aumentata; per la nuova frequenza di risonanza $f < f_0$ il conduttore verticale si comporta come una capacità (fig. 34) che risuona appunto coll'induttanza L_s . Un abbassamento della frequenza di risonanza si ottiene anche ponendo alla sommità del-

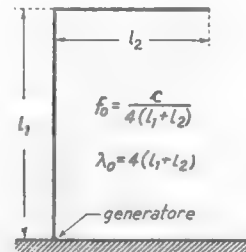


Fig. 36 — Antenna ad L rovesciato: è un caso particolare di antenna con capacità in testa.

l'antenna un complesso di conduttori orizzontali (fig. 35 c) i quali costituiscono una capacità C_p verso terra; essa risulta in parallelo rispetto alla capacità C del circuito equivalente e da ciò deriva l'abbassamento della frequenza di risonanza. Un caso particolare molto semplice è quello di un filo piegato ad L rovesciato (fig. 36); si trova sperimentalmente che la sua frequenza naturale di risonanza è approssimativamente quella stessa di un semidipolo verticale di altezza uguale alla lunghezza totale del conduttore.

L'antenna ad L rovesciato (con l'aggiunta di induttanza o capacità in serie alla base per variarne la frequenza di risonanza) ha vasto uso sia come antenna trasmittente sia come antenna ricevente (Cap. XIV, n. 9).

15. — L'irradiazione di onde e. m. da parte delle antenne.

Abbiamo esaminato i due più importanti tipi di antenna, il dipolo ed il semidipolo, nella loro qualità di risuonatori. Ora cercheremo di mostrare intuitivamente, col metodo usato per la linea bifilare (n. 11), come essi possano dare origine al campo e. m. nello spazio; lo studio del campo e. m., sotto l'aspetto quantitativo, sarà svolto nel Cap. XIV.

Consideriamo dapprima il semidipolo: dai suoi punti, a tensione diversa da zero, partono linee di forza elettriche verso il suolo le quali seguono percorsi molto lunghi ed investono tutto lo spazio circostante. Nella figura 37 a) è mostrato un fascetto di tali linee di forza elettriche

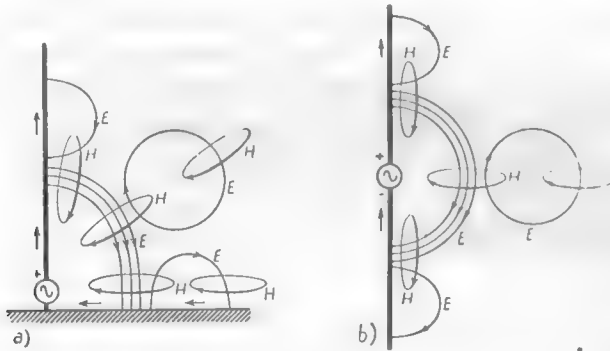


Fig. 37 — Formazione del campo e. m. nel caso del semidipolo (a) e del dipolo (b); la costruzione può ripetersi per ogni semipiano passante per il conduttore.

che si dirigono verso il suolo: il campo è in variazione e perciò le linee di forza elettriche si circondano di linee di forza magnetiche (in figura ne sono tracciate tre). Le linee di forza magnetiche si circondaeranno, a loro volta, di linee di forza elettriche; se ne sono tracciate tre (indicate con E), due delle quali incomplete perchè il campo elettrico nel conduttore svanisce dando luogo a correnti di conduzione (indicate con frecce parallele al conduttore ed al piano). Naturalmente anche le nuove linee di forza elettriche si circondano di linee di forza magnetiche e così via; il campo si propaga dunque nello spazio come fra i fili della linea. In conseguenza di questo stato di cose si ha la formazione di un'onda stazionaria lungo il filo conduttore, di un sistema di onde progressive vincolate al suolo (onde semilibere) e infine la nascita di un nuovo tipo di propagazione: quello di onde completamente libere che si irradiano nello spazio. Il sistema di onde stazionarie lungo il semidipolo è quello già da

noi studiato (n. 14, fig. 32). Le onde progressive lungo il suolo sono del tipo di quelle che si propagano lungo un conduttore (n. 12, fig. 27): il campo elettrico è sempre normale al suolo conduttore, mentre il campo magnetico è ad esso parallelo; tali onde sono quelle che provvedono, come vedremo, alle comunicazioni a piccola distanza ed alla radiodiffusione. L'onda spaziale ha carattere diverso da quelle finora incontrate, così come un'onda sonora nello spazio differisce da un'onda lungo una corda; ne descriveremo le modalità nel capitolo seguente.

Con lo stesso metodo usato per il semidipolo, la figura 37 b) mostra la genesi del campo elettromagnetico nel caso di un dipolo. Si hanno in questo caso *onde stazionarie nel dipolo e onde progressive nello spazio*; mancano invece (se il dipolo è lontano dal suolo) le onde semilibere.

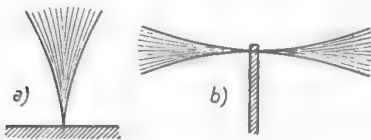


Fig. 38 — Modello meccanico del semidipolo e del dipolo.

Considerazioni analoghe a quelle svolte per il semidipolo ed il dipolo valgono per ogni tipo di antenna.

Nell'analogia acustica, di cui ci siamo tante volte valse, il semidipolo potrebbe paragonarsi ad una verga elastica con un estremo libero ed uno fisso

ad un piano rigido (fig. 38 a): se la verga è in vibrazione essa oscilla in quarto d'onda con un ventre nell'estremo libero ed un nodo in quello fisso. Oltre all'onda stazionaria nella verga si ha la propagazione di un'onda elastica sulla base ed un'onda sonora nello spazio. Nello stesso modo il dipolo può paragonarsi alla verga di figura 38 b), vincolata al centro ed oscillante a mezz'onda con ventri agli estremi ed un nodo al centro: si ha un'onda stazionaria elastica nella verga ed un'onda sonora nello spazio.

16. — Guide d'onda.

Abbiamo visto che la propagazione delle onde e.m. nelle linee, lungo i conduttori e nello spazio avviene con le stesse modalità, dal punto di vista formale e geometrico, della propagazione delle onde elastiche sulle corde e nello spazio. Ma in acustica esiste anche un altro tipo di propagazione mediante il quale un'oscillazione viene trasmessa a distanza, vincolandola a seguire un determinato percorso: ci riferiamo alla propagazione nei tubi, utilmente usata (ad esempio sulle navi) nei portavoce. Questi consistono in tubi metallici nei quali l'onda sonora, prodotta ad una estremità, riflettendosi sulle pareti del tubo risulta convogliata verso

l'altra estremità con attenuazione molto ridotta. Orbene è possibile convogliare entro tubi metallici — detti in tal caso *guide d'onda* — anche le onde elettromagnetiche e questo metodo (come vedremo nel Cap. XVIII) è molto usato nella moderna tecnica delle microonde ⁽¹⁹⁾.

Per avere un'idea grossolanamente intuitiva della nascita e propagazione delle onde elettromagnetiche in una guida d'onda, pensiamo di far scorrere parallelamente a se stessa una linea bifilare, così che i due fili m, n generino due piani conduttori μ, ν (fig. 39); per ciascuna delle linee di cui può pensarsi formato il complesso dei due piani è possibile la propagazione di un'onda e quindi si può concludere che una tale propagazione è possibile anche fra i due piani.

Ma, mentre nel caso della linea la propagazione avviene in una sola direzione (quella della linea stessa),

qui avviene in tutte le direzioni. A parte questa differenza, le modalità della propagazione possono ricondursi a quelle della linea, come può

comprendersi ripetendo per i due piani la costruzione della figura 26. Il campo elettrico dell'onda risulta sempre normale ai due piani ed il campo magnetico è parallelo ad essi; sui piani poi si hanno onde di corrente e di tensione che accompagnano le onde elettromagnetiche nella loro propagazione.

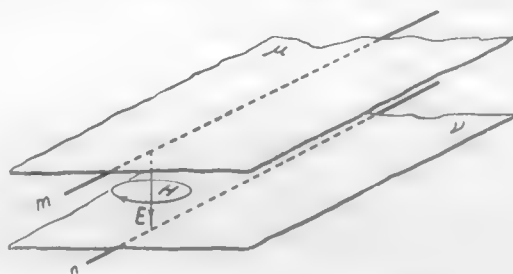


Fig. 39 — Propagazione dell'onda e.m. fra due piani conduttori.

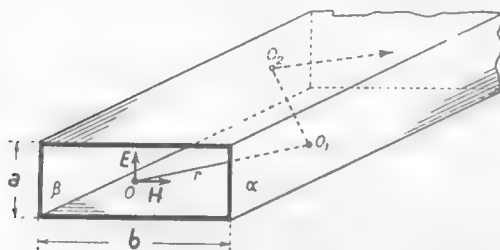


Fig. 40 — Guida d'onda a sezione rettangolare: r rappresenta il possibile percorso di un'onda.

Supponiamo ora di limitare ulteriormente la propagazione mediante due pareti conduttrici α, β parallele fra loro e normali ai due piani, così

⁽¹⁹⁾ - Per una trattazione semplice ed accurata vedere: G. DILDA - *Microonde* - Ed. Le-vrotto e Bella, Torino, 1956.

da costituire un prisma a sezione rettangolare di lunghezza indefinita, come è mostrato nella figura 40; un'onda di frequenza f prodotta in un punto interno si propaga nella *guida d'onda* come in precedenza, ma subendo innumerevoli riflessioni (punti O_1, O_2, \dots) sulle pareti α e β , così che essa risulta *guidata* nella direzione della guida stessa. In conseguenza del gran numero di riflessioni dell'onda e quindi del percorso a zig-zag dei vari raggi, l'energia associata all'onda impiega, per percorrere un determinato tratto di guida, un tempo maggiore di quello che essa impiegherebbe nello spazio libero per coprire la medesima distanza: tutto avviene come se l'energia viaggiasse nella guida, nella direzione x , con una velocità *minore che nello spazio libero*, detta *velocità di gruppo*. Il suo valore v_g dipende essenzialmente dalla lunghezza d'onda $\lambda = c/f$ e dalla dimensione b della guida, secondo la formula:

$$(1) \quad v_g = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}.$$

Questa espressione ci dice che *allorchè λ è uguale a $2b$* , ossia è il doppio della dimensione trasversale della guida, *la velocità dell'energia è nulla e di conseguenza non si ha propagazione lungo la guida*; fisicamente ciò significa essenzialmente che le onde elettromagnetiche si riflettono sulle pareti α e β in direzione ortogonale alle medesime e non si ha quindi propagazione nella direzione x . La propagazione è parimenti impossibile nel caso in cui sia $\lambda > 2b$ perchè in tal caso la velocità di gruppo diviene immaginaria. Ne deriva che *è possibile la propagazione di un'onda elettromagnetica in una guida solamente se la sua lunghezza d'onda (c/f) è inferiore al doppio della dimensione trasversale della guida stessa; in tali condizioni un segnale si propaga con una velocità v_g che è tanto più piccola di fronte alla velocità della luce, quanto più λ è vicino a $2b$* . La lunghezza d'onda $\lambda_1 = 2b$ e la frequenza corrispondente $f_1 = c/2b$ sono dette rispettivamente lunghezza d'onda e frequenza di taglio della guida: esse rappresentano il limite superiore per la lunghezza d'onda ed inferiore per la frequenza delle onde che si possono propagare nella guida. *In una guida d'onda perchè sia possibile la propagazione di un'onda di lunghezza λ dovrà perciò sempre essere $b > \lambda/2$* . Supponiamo, ad esempio, che in una guida d'onda sia $b = 10$ cm. La più bassa frequenza per la quale la guida stessa può essere utilizzata è $f_1 = c/2b = 1,5 \cdot 10^9$ Hz; la più grande lunghezza d'onda è $\lambda_1 = 20$ cm. Supponiamo che la lunghezza dell'onda che

si vuol trasmettere nella guida sia 15 cm; allora la velocità v_v (velocità di un segnale connesso all'onda o della sua energia) è per la (1): $v_v = 0,66 c = = 1,98 \cdot 10^8$ m/sec.

Nella propagazione nella guida d'onda si ha dissipazione di energia sulle pareti che non sono perfettamente conduttrici, per cui le onde subiscono un'attenuazione; le perdite, e perciò l'attenuazione, sono tanto minori quanto maggiori sono le dimensioni della guida. Si trova però che la propagazione avviene con modalità non desiderate se la dimensione b della guida è maggiore di λ ; normalmente si adotta per b il valore $0,7\lambda$.

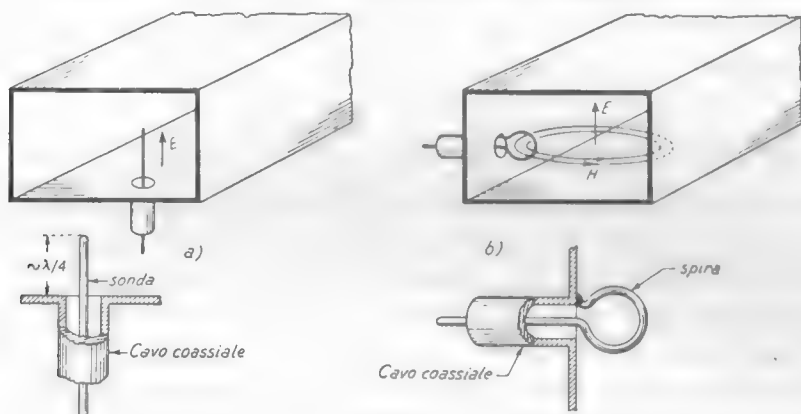


Fig. 41 — Sistemi per l'immissione od il prelievo dell'energia.

e per a il valore $0,5b$. Si comprende da queste considerazioni che le guide d'onda possono essere usate solamente nel campo delle microonde, affinché non assumano dimensioni proibitive.

È possibile la propagazione delle onde elettromagnetiche anche in guide cilindriche; esiste anche per queste una lunghezza d'onda di taglio, che ha il valore $\lambda_c = 1,73d$, essendo d il diametro interno della guida. Ad esempio se si vuole trasmettere un'onda di frequenza $1,5 \cdot 10^9$ Hz ($\lambda = 20$ cm) occorre un diametro maggiore di $\lambda/1,73 = 11,6$ cm.

Qualunque sia il tipo di guida, se essa è di lunghezza finita — aperta oppure chiusa con una parete conduttrice — si verificano agli estremi riflessioni delle onde come nelle linee. Lo stesso accade nel collegamento della guida con utenti, col generatore o con altre guide, se non si adottano particolari accorgimenti; una complessa tecnica si è sviluppata per effettuare l'adattamento delle varie guide fra loro, al generatore ed al-

l'utente sulla quale, peraltro, non possiamo in alcun modo soffermarci ⁽²⁰⁾. I metodi più semplici per immettere energia nella guida o per prelevarla sono indicati nella figura 41: ci si vale di un cavo coassiale che termina nella guida con un *elettrodo di eccitazione* (sonda) od una *spira di accoppiamento*. La sonda — come un'antenna — è disposta nella direzione del campo elettrico (fig. 41 *a*), mentre la spira è concatenata con le linee di forza del campo magnetico (fig. 41 *b*). In entrambi i casi, un riflettore metallico chiude la guida dalla parte opposta a quella in cui si effettua la propagazione: la sua posizione, l'altezza della sonda ed il diametro della spira sono regolati opportunamente in modo da ottenere l'ottimo adattamento fra la guida e l'elettrodo, a cui corrisponde il massimo scambio di energia.

17. — Risuonatori a cavità.

L'analogia fra la propagazione delle onde elettromagnetiche ed acustiche che ci ha guidato nei capitoli precedenti si servirà per comprendere anche il funzionamento di un organo, la cui importanza è grandissima per la tecnica delle microonde, il *risuonatore a cavità*. È ben noto in acustica come una qualsiasi cavità possa comportarsi da risuonatore: ne sono un esempio le cassette dei diapason, i risuonatori di Helmholtz, le canne d'organo. Anche per le onde elettromagnetiche ogni porzione di spazio chiusa da una superficie conduttrice può consentire nel suo interno oscillazioni e si comporta da risuonatore per determinate frequenze. Risuonatori di questo tipo trovano vasto impiego per frequenze estremamente alte, sia per la semplicità con cui sono ottenuti sia *per l'alto coefficiente di risonanza (Q) che con essi si raggiunge*; essi hanno per le frequenze molto alte un comportamento nettamente superiore a quello dei normali circuiti risonanti e delle linee risonanti.

I risuonatori a cavità, come i risuonatori acustici, possono avere forme varie (prismi, sfere, cilindri) e, al pari di essi, possono risuonare su varie frequenze; la risonanza sulla frequenza più bassa si dice *fondamentale* ed il modo con cui si distribuisce il campo elettromagnetico nell'interno è detto *modo dominante*: come in acustica, è sulla frequenza fondamentale che generalmente si opera. Nella figura 42 *a*) è schematizzato

⁽²⁰⁾ - G. DILDA - *Microonde*, Cap. IV (Ed. Levrotto e Bella, Torino, 1956).

un risonatore cilindrico di cui è mostrata, mediante materializzazione di tubi di flusso, la configurazione del campo elettrico e magnetico nel *modo dominante* ed è indicata la lunghezza d'onda fondamentale di risonanza.

L'accoppiamento dei risonatori a cavità con altri circuiti si effettua mediante elettrodi, disposti nella direzione delle linee di forza elet-

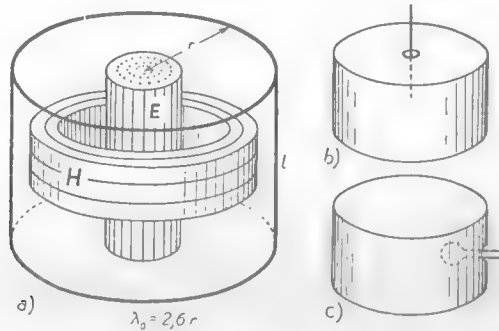


Fig. 42 — Schematizzazione del campo e. m. in un risonatore cilindrico operante nel modo dominante. Metodi di accoppiamento del risonatore con altri circuiti.

triche (fig. 42 *b*) o spire concatenate con le linee di forza magnetiche (fig. 42 *c*). È anche possibile alimentare i risonatori a cavità con guide d'onda collegate direttamente, oppure facendoli attraversare da fasci di elettroni opportunamente modulati; vedremo un cenno di ciò nello studio delle microonde, della cui tecnica i risonatori a cavità rappresentano un elemento importantissimo.

CAPITOLO XIV

ANTENNE

1. — Generalità sul campo e. m. prodotto dalle antenne.

Nel capitolo precedente (n. 15) abbiamo mostrato con ragionamenti intuitivi il meccanismo di formazione del campo e. m. di alcuni semplici antenne ed abbiamo detto che esso vale sostanzialmente per ogni tipo di antenna. Cercheremo ora di studiare sia qualitativamente che quantitativamente la struttura del campo e. m. prodotto da un'antenna ⁽¹⁾; senza fare precisazioni, per ora, sulla costituzione dell'antenna, pensiamo ad essa come ad una sorgente di radiazioni (che chiameremo spesso *radiatore*), così come si fa in ottica od in acustica quando si parla generalmente di una sorgente luminosa e di una sorgente sonora. L'indagine sul campo e. m. prodotto da un radiatore si limiterà ai punti dello spazio *lontani* ⁽²⁾ da esso, perchè per le radiocomunicazioni interessa il campo lontano dall'antenna e d'altronde la struttura del campo vicino all'antenna è estremamente più complessa.

Qualunque sia la costituzione del radiatore, il campo elettrico ed il campo magnetico, da esso prodotti in un punto, *sono normali fra loro* ed

⁽¹⁾ - Per una trattazione delle antenne più ampia di quella contenuta nel testo si veda: G. BRONZI - *Linee di trasmissione ed antenne* (Ed. C. Cursi, Pisa).

⁽²⁾ - Nello studio delle antenne e della propagazione le parole *lontano*, *lungo*, *corto* devono intendersi *relativamente alla lunghezza d'onda*: così un punto distante 100 m da un'antenna è lontano se $\lambda = 10$ cm, è vicinissimo se $\lambda = 200$ m. Analogamente un conduttore di 10 m è corto se la lunghezza d'onda è 200 m, è lungo se è $\lambda = 10$ cm.

hanno intensità \mathcal{E} ed \mathcal{H} legate dalla semplice relazione:

$$(1) \quad \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{H}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad \left(\frac{\text{volt/m}}{\text{ampere/m}} = \text{ohm} \right);$$

il rapporto $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, che ha le dimensioni di una resistenza, si indica generalmente con ρ_0 e si denomina *resistenza caratteristica dello spazio*:

$$(2) \quad \rho_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \cong 377 \quad (\Omega).$$

In una direzione r qualunque partente dal radiatore (fig. 1) il campo elettrico $\vec{\mathcal{E}}$ ed il campo magnetico $\vec{\mathcal{H}}$ sono normali ad r e le loro intensità variano in funzione del tempo e della distanza con la legge tipica delle onde: nell'ipotesi di corrente sinusoidale nel radiatore con frequenza f si ha:

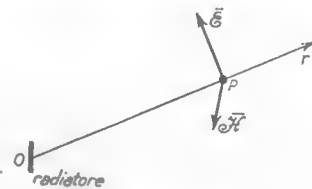


Fig. 1 — Giacitura del campo elettrico e del campo magnetico.

$$(3) \quad \begin{cases} \mathcal{E} = E \text{ sen } 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{r}{\lambda} \right), \\ \mathcal{H} = H \text{ sen } 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{r}{\lambda} \right), \end{cases}$$

dove è $T=1/f$, $\lambda=c/f$. Ad una distanza r_0 , introducendo nelle (3) la frequenza f e ponendo $\varphi_0=2\pi r_0/\lambda$, si ha:

$$(4) \quad \mathcal{E} = E \text{ sen}(2\pi f t - \varphi_0) \quad , \quad \mathcal{H} = H \text{ sen}(2\pi f t - \varphi_0) .$$

Il campo elettrico ed il campo magnetico sono dunque funzioni sinusoidali del tempo, di frequenza uguale a quella della corrente nel radiatore e la cui fase dipende dalla distanza r_0 del punto considerato; ne deriva che su tutti i punti di ogni superficie sferica con centro nel radiatore il campo elettrico ed il campo magnetico hanno fase costante. Poichè in acustica si definisce come *superficie d'onda* passante per un punto P dello spazio il luogo dei punti che oscillano nel tempo con la medesima fase di P (ma non necessariamente con la stessa ampiezza), conservando tale definizione anche per le onde e.m., diremo che *le superfici d'onda del campo e.m. di un radiatore sono sferiche con centro nel radiatore stesso*. I vettori $\vec{\mathcal{E}}$ ed $\vec{\mathcal{H}}$, in quanto normali ad r , giacciono sul piano

tangente alla superficie sferica nel punto P considerato; se questo è molto lontano dal radiatore, la superficie d'onda può, in un intorno relativamente piccolo (come quello in cui si compiono le eventuali osservazioni e misure), confondersi col piano tangente ed i vettori \mathcal{E} ed \mathcal{H} possono pensarsi sulla superficie d'onda supposta piana, con giacitura costante in tutto l'intorno. L'onda e. m. in tali condizioni suole dirsi *onda piana*; nella figura 2 è schematizzata la propagazione di un'onda piana nella direzione r : il piano σ è la *superficie d'onda* passante per P , il piano π passante per r e contenente il vettore elettrico $\bar{\mathcal{E}}$ dicesi *piano di polarizzazione* dell'onda ⁽³⁾; il vettore $\bar{\mathcal{H}}$ giace nel piano α normale ad entrambi ⁽⁴⁾; r è la *direzione di propagazione* dell'onda, chiamata spesso *raggio*, in analogia con quanto si fa in ottica.

Come in una linea bifilare alla propagazione del-

l'onda e. m. corrisponde un flusso di energia lungo la linea, così alla propagazione dell'onda e. m. nello spazio corrisponde un flusso di energia nella direzione di propagazione. L'energia che transita ad ogni secondo attraverso all'unità di superficie normale alla direzione di propagazione è semplicemente espressa da ⁽⁵⁾:

$$(5) \quad S = \frac{H}{\sqrt{2}} \frac{E}{\sqrt{2}} \quad \left(\frac{V}{m} \cdot \frac{A}{m} = \frac{\text{watt}}{m^2} \right),$$

dove $E/\sqrt{2}$ ed $H/\sqrt{2}$ sono i valori efficaci delle intensità del campo elettrico e magnetico. La grandezza S rappresenta manifestamente la *densità*

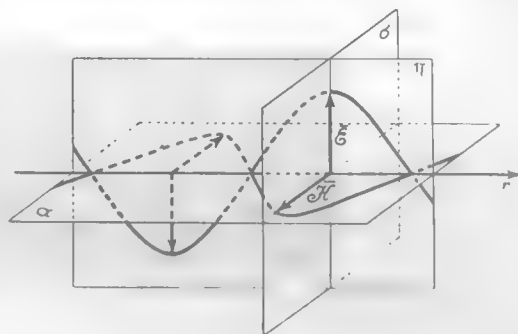


Fig. 2 — Propagazione di un'onda piana nella direzione r ; σ è la superficie d'onda, π il piano di polarizzazione.

⁽³⁾ - Nei casi usuali il piano di polarizzazione coincide con quello formato da r e dal radiatore.

⁽⁴⁾ - Per ragioni storiche in ottica si considera come piano di polarizzazione il piano α .

⁽⁵⁾ - Il risultato espresso dalla (5) deriva da un classico problema di elettromagnetismo (*teorema di Poynting*). Per questo, come per le altre proprietà ammesse senza dimostrazione nel testo, si veda ad esempio: G. TORALDO DI FRANCA - *Onde Elettromagnetiche*, Cap. III, VII (Ed. N. Zanichelli, Bologna).

della potenza e. m. che attraversa una superficie normale alla direzione di propagazione, cioè la potenza che attraversa un metro quadrato di detta superficie ⁽⁶⁾. La potenza che attraversa un'area a (m^2) è perciò $P_a = Sa$ (W); tale potenza rimane inalterata durante la propagazione, se questa avviene nel vuoto od in un mezzo privo di perdite, ma si distribuisce su una superficie la cui area cresce col quadrato della distanza dal radiatore (fig. 3). Ne deriva che la densità di potenza S è inversamente proporzionale al quadrato della distanza dal radiatore; è ben noto come

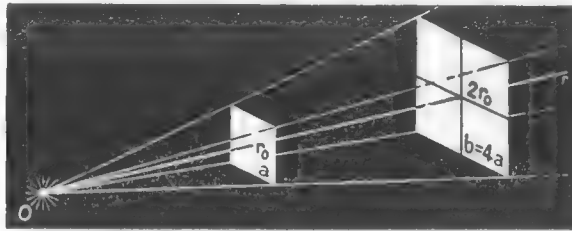


Fig. 3 — La potenza e. m. che attraversa l'area a , posta alla distanza r_0 dal radiatore, è la medesima di quella che attraversa l'area situata a distanza $2r_0$, che ha il valore $b=4a$.

una simile proprietà valga anche nell'acustica e nell'ottica. È interessante vedere la conseguenza di questa proprietà sulla struttura del campo e. m.

Valendoci delle formule (1) e (2), poniamo nella (5) $H = E/\rho_0$; si ottiene:

$$(6) \quad S = \frac{E^2}{2\rho_0} \quad (\text{W/m}^2),$$

da cui:

$$(7) \quad E = \sqrt{2\rho_0 S} \quad (\text{V/m}).$$

Poichè S varia in proporzione inversa al quadrato della distanza dal radiatore ne deduciamo che l'ampiezza E dell'onda elettrica, e di conseguenza anche l'ampiezza H dell'onda magnetica, variano in ragione inversa della distanza; l'onda e. m. che si irradia dal radiatore è dunque smorzata, attenuandosi in proporzione alla distanza. Per visualizzare, per così dire, la propagazione dell'onda, nella figura 4 è mostrato schematicamente,

⁽⁶⁾ - La grandezza S coincide con l'intensità della radiazione dell'ottica ordinaria.

ad un certo istante t_1 , *il modo di variare* di \bar{E} lungo due qualsiasi raggi; la diminuzione di ampiezza all'aumentare della distanza è grossolanamente esagerata onde renderla più evidente. Per il campo magnetico si ha una rappresentazione analoga; del campo magnetico, peraltro, ci si occupa generalmente meno che del campo elettrico. La ragione è che, dato lo stretto legame fra i due campi (sempre normali fra loro e con intensità sempre legate dalla formula 1), la conoscenza dell'uno è perfettamente equivalente alla conoscenza dell'altro; per cui la maggior parte dei problemi sulle antenne e sulla propagazione può essere risolta considerando uno solo dei due campi. La scelta è caduta sul campo elettrico soprattutto perchè la f.e.m. indotta da un'onda e.m. in un'antenna ricevente è proporzionale all'ampiezza

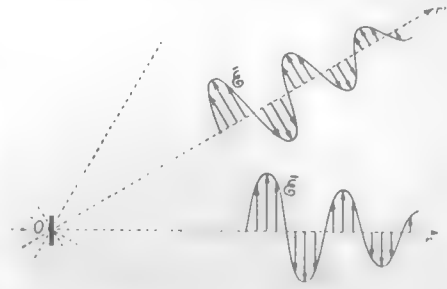


Fig. 4 — Andamento di \bar{E} , ad un certo istante, in due direzioni diverse. In un istante successivo le configurazioni apparirebbero spostate verso destra.

E del campo elettrico; tale ampiezza E si assume normalmente quale indice dell'entità del campo e.m. e si denomina *intensità di campo* ⁽ⁱ⁾. Così, dire che in un punto vi è un'intensità di campo di $100 \mu\text{V}/\text{m}$ significa che in quel punto le ampiezze E ed H che compaiono nelle formule (3) delle onde sono: $E = 100 \mu\text{V}/\text{m}$, $H = E/\rho_0 = 0,27 \mu\text{A}/\text{m}$; nel medesimo punto la densità di potenza (per la formula 6) risulta: $S = E^2/2\rho_0 = 1,3 \cdot 10^{-11} \text{ W}/\text{m}^2$. Nella medesima direzione, a distanza doppia dal radiatore, l'intensità di campo diviene la metà e la densità di potenza un quarto.

2. — Diagrammi di radiazione - Guadagno.

Un'antenna, così come una sorgente luminosa o sonora, non irradia ugualmente in tutte le direzioni; avviene quindi che, a parità di distanza da essa, l'intensità di campo E non è generalmente la medesima nelle

(i) - L'intensità di campo è una grandezza ricavabile per via sperimentale mediante speciali apparecchi detti *misuratori di campo*. Qualche volta si considera quale intensità di campo il *valore efficace del campo elettrico*, invece che l'ampiezza come qui è fatto.

varie direzioni. Per rappresentare la diversa entità dell'irraggiamento nelle varie direzioni si usa, a similitudine di quanto si fa per le sorgenti luminose, un particolare grafico tridimensionale detto *solido di radiazione* ⁽⁸⁾. Per la sua costruzione si determina (generalmente per via sperimentale, con un *misuratore di campo*) l'intensità di campo nei vari punti della superficie di una sfera a raggio assai grande, avente il radiatore al centro; si riportano poi, a partire da un punto,

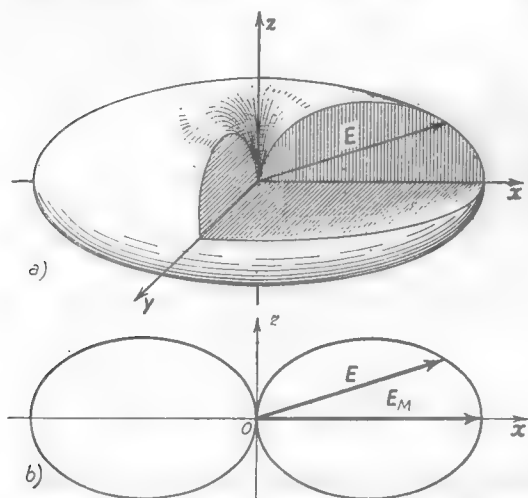


Fig. 5 — Tipico *solido di radiazione* di una antenna (parzialmente sezionato) e corrispondente *diagramma di radiazione* nel piano zx : il diagramma di radiazione nel piano yx è una circonferenza.

dei raggi vettori con lunghezza proporzionale all'intensità di campo nella corrispondente direzione. Il luogo degli estremi dei vettori è la superficie del *solido di radiazione*; un tipico esempio di *solido di radiazione* (parzialmente sezionato) è mostrato nella figura 5 a). Generalmente la forma di un *solido di radiazione* è tale che le sezioni con due piani ortogonali sono sufficienti per rappresentarlo completamente; così per il *solido* della figura 5 a), che è di rivoluzione, è suffi-

ciente considerare la curva sezione col piano xy , che è una circonferenza, e la curva sezione con uno qualunque dei piani passanti per l'asse z . Alle curve sezioni, tanto più comode da costruirsi e da adoperarsi che non il *solido di radiazione*, si dà il nome di *diagrammi di radiazione*; nella figura 5 b) è riportato il diagramma di radiazione nel piano zx corrispondente al *solido di radiazione* della medesima figura. Si è detto che la lunghezza dei raggi vettori si assume proporzionale all'intensità di campo E nelle singole direzioni: più precisamente, se E_M è l'intensità di campo nella direzione di massima irradiazione, si assume quale lunghezza del singolo vettore il rapporto E/E_M ; essa risulta

⁽⁸⁾ - In ottica esso è denominato *indicatrice sferica di direttività*.

quindi 1 nella direzione di massima irradiazione. Nella figura 6 è mostrato lo stesso diagramma di radiazione della figura 5, quotato con questo metodo; un diagramma siffatto, ricavato con misure eseguite ad una distanza r_0 dal radiatore, vale qualunque sia la distanza dal radiatore; l'effettivo valore dell'intensità di campo E si troverà una volta che sia noto il valore di E_M alla distanza desiderata.

Un'antenna, come una sorgente luminosa (ad esempio, un faro), deve servire determinate aree e quindi è bene che irradi prevalentemente in determinate direzioni, in quanto la potenza irradiata nelle altre risulta perduta. Un'antenna deve quindi avere un solido di irradiazione opportuno in base ai compiti specifici a cui è chiamata, così che le sue direzioni di massima irradiazione siano proprio quelle utili. In tal modo la potenza che occorre irradiare (e che deve essere

fornita dal trasmettitore) risulta minore, a parità di effetto utile, rispetto a quella che occorrerebbe se il radiatore fosse *isotropico*, ossia se irradiasse uniformemente in tutte le direzioni. Si chiama *guadagno* di un'antenna il rapporto fra la potenza che dovrebbe essere irradiata da un radiatore isotropico e quella che effettivamente deve essere irradiata dall'antenna considerata per ottenere la medesima intensità di campo, alla stessa distanza, nella direzione di massima irradiazione. Così un'antenna di guadagno 3, a parità di effetto utile nella direzione desiderata, irradia (e quindi sottrae dal trasmettitore che l'alimenta) una potenza che è un terzo di quella di un radiatore isotropico.

Il *radiatore isotropico* non è un'antenna reale ma è un utile elemento di confronto per le altre antenne; il suo solido di radiazione è una sfera ed i diagrammi di radiazione sono delle circonferenze. È facile calcolare la potenza P_{i0} che un radiatore isotropico deve irradiare affinché ad una distanza r l'intensità di campo abbia un valore prestabilito E ; difatti, in tutti i punti della superficie sferica di raggio r , concentrica al radia-

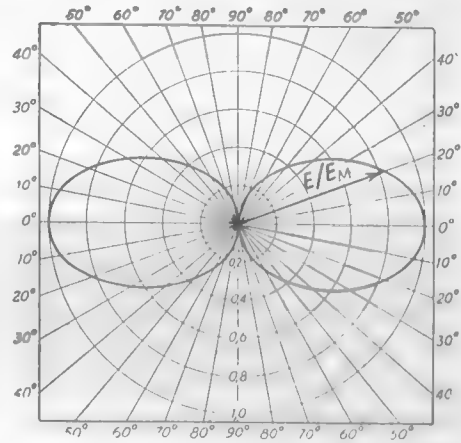


Fig. 6 — Diagramma di radiazione quotato: la lunghezza dei raggi vettoriali è E/E_M .

tore, il campo ha tale valore E e perciò la *densità di potenza* S in tali punti risulta (n. 1, form. 6):

$$(1) \quad S = \frac{E^2}{2\rho_0} \quad (\text{W/m}^2).$$

La totale potenza attraversante la superficie sferica di raggio r , cioè la *totale potenza irradiata* ⁽⁹⁾, si otterrà moltiplicando S per l'area $4\pi r^2$ della superficie sferica; la potenza irradiata risulta, perciò:

$$(2) \quad P_i = P_{io} = 4\pi r^2 S = \frac{2\pi r^2}{\rho_0} E^2 \quad (\text{W}).$$

Con un'antenna non isotropica, con guadagno G , per ottenere lo stesso campo E alla medesima distanza nella direzione di massima irradiazione, occorre irradiare una potenza G volte inferiore, avente cioè il valore:

$$(3) \quad P_i = \frac{P_{io}}{G} = \frac{2\pi r^2}{\rho_0 G} E^2 \quad (\text{W}).$$

Quale applicazione di questa importantissima formula, consideriamo il caso di un'antenna trasmittente di guadagno 4 irradiante una potenza $P_i = 100 \text{ W}$: si vuol conoscere il valore dell'intensità di campo E_M a 100 km di distanza, nella direzione di massima irradiazione. Dalla (3) si ricava:

$$(4) \quad E_M = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\rho_0 G P_i}{2\pi}} = \frac{1}{r} \sqrt{60 G P_i} \quad (\text{V/m}),$$

da cui sostituendo $G=4$, $P_i=10^2$, $r=10^5$ si ottiene $E_M \cong 1,54 \text{ mV/m}$. La formula (4) che fornisce l'intensità di campo nella direzione di massima radiazione è molto importante: essa dice che *l'intensità di campo prodotta da un'antenna trasmittente nella direzione di massima irradiazione è direttamente proporzionale alla radice quadrata della potenza irradiata e del guadagno dell'antenna ed inversamente proporzionale alla distanza* ⁽¹⁰⁾. L'intensità di campo nelle direzioni diverse da quelle di massima irradiazione può desumersi dai diagrammi di radiazione.

(9) - Ciò vale manifestamente soltanto se nel mezzo di propagazione non si ha dissipazione di potenza.

(10) - La formula (4) vale soltanto quando siano soddisfatte le condizioni di validità della formula (2) cioè, sostanzialmente quando non vi sono dissipazioni di potenza nel mezzo di propagazione; questo argomento sarà studiato nel capitolo seguente.

3. — Resistenza di radiazione - Rendimento di un'antenna.

L'antenna trasmittente è un'organo che trasforma potenza elettrica fornitagli dal trasmettitore in potenza elettromagnetica che essa irradia nello spazio; non diversamente un altoparlante od una lampada trasformano l'energia elettrica in energia acustica o luminosa. Come in tutti i sistemi di trasformazione della potenza, non tutta la potenza P fornita dal generatore viene utilizzata (cioè *irradiata*), ma una parte P_p va perduta; si chiama *rendimento* dell'antenna ⁽¹⁾ il rapporto fra la potenza irradiata, P_i , e quella fornita all'antenna, P :

$$(1) \quad \eta = \frac{P_i}{P} = \frac{P_i}{P_i + P_p} = \frac{I}{I + P_p/P_i}.$$

Si può dare al rendimento dell'antenna un'interessante formulazione considerando la potenza P immessa nell'antenna come potenza dissipata in una resistenza, estendendo così alle antenne la definizione di resistenza quale rapporto fra la potenza dissipata ed il quadrato del valore efficace della corrente (Vol. I, Cap. II, n. 6, form. 1), su cui è stato basato lo studio dei circuiti ordinari; ma nell'antenna la corrente è generalmente diversa da punto a punto (Cap. XIII, n. 13-14) e per applicare la sopradetta definizione occorre precisare in quale punto essa debba essere calcolata. Si conviene di scegliere il *valore efficace della corrente nel punto in cui essa ha il suo valore massimo*, I_{Meff} ⁽²⁾; con tale convenzione si considera quale resistenza dell'antenna l'espressione:

$$(2) \quad R = \frac{P}{I_{Meff}^2} = \frac{P_p}{I_{Meff}^2} + \frac{P_i}{I_{Meff}^2} \quad (\Omega).$$

I rapporti P_p/I_{Meff}^2 , P_i/I_{Meff}^2 rappresentano due resistenze, la prima delle quali rende conto delle perdite e la seconda dell'irradiazione; ad esse si dà il nome di *resistenza ohmica* dell'antenna (R_p) e *resistenza di irradiazione* (R_i). L'una e l'altra hanno il solo significato di resistenze tali che moltiplicate per I_{Meff}^2 danno rispettivamente la potenza P_p dissipata in perdite di vario genere e la potenza irradiata P_i :

$$(3) \quad P_p = I_{Meff}^2 R_p \quad , \quad P_i = I_{Meff}^2 R_i .$$

⁽¹⁾ - Non si confonda il *rendimento* di un'antenna col suo *guadagno*, definito nel numero precedente.

⁽²⁾ - Generalmente esso coincide con un ventre di corrente.

Con queste formule l'espressione (1) del rendimento diviene:

$$(4) \quad \eta = \frac{1}{1 + P_p/P_i} = \frac{1}{1 + R_p/R_i} ;$$

il rendimento è tanto più vicino ad 1, cioè l'antenna è tanto più efficiente, quanto più grande è la resistenza di radiazione di fronte alla resistenza ohmica. Nella costituzione delle antenne occorre perciò scegliere quel tipo che, a parità di altre condizioni, abbia più elevata la resistenza di radiazione ed inoltre rendere le perdite più piccole possibili.

Le principali cause di dissipazione sono: 1) la resistenza in a.f. dei conduttori; 2) la resistenza in a.f. del collegamento di terra (nelle antenne marconiane); 3) dispersione degli isolatori; 4) l'energia indotta in tutti i conduttori prossimi all'antenna o che ne formano parte integrante, quali i piloni di sostegno, il suolo, gli alberi e le strutture metalliche di una nave, ecc. Per ridurre le perdite occorrerà dimensionare opportunamente il conduttore, scegliere con cura gli isolatori e tenere i conduttori sufficientemente lontani dai piloni di sostegno e dalle strutture metalliche. Nel caso delle antenne marconiane occorre curare particolarmente la presa di terra perchè è proprio nel collegamento dell'antenna al suolo che si ha il massimo valore di corrente (Cap. XIII, n. 14, fig. 32); spesso si seppelisce nel suolo una raggera di fili conduttori partenti dal piede dell'antenna e la presa di terra è fatta al centro della raggera. In tal modo si offre una via di piccola resistenza alle correnti che — col meccanismo della figura 37 a) del Cap. XIII (n. 15) — si stabiliscono concentricamente verso l'antenna. Allorchè il suolo è molto poco conduttore (sabbioso, roccioso) si crea, qualche volta, artificialmente un piano conduttore detto *contrappeso*, costituito da una rete metallica ben conduttrice sospesa, ad altezza d'uomo, parallelamente al suolo ed isolata da esso; il contrappeso costituisce una sorta di grosso condensatore verso il suolo ed attua capacitivamente la presa di terra.

4. — Dipolo elementare.

Viste ormai le proprietà generali delle antenne occorre studiarne il comportamento particolare nei tipi più comuni; per questo si parte dallo studio del cosiddetto *dipolo elementare*, consistente in un tratto di conduttore percorso da corrente di ampiezza costante. Nelle antenne reali la

ampiezza della corrente varia, generalmente, da punto a punto, ma scomponendo l'antenna in tratti sufficientemente corti Δl (fig. 7) si può ammettere, in prima approssimazione, che in ciascuno d'essi l'ampiezza della corrente sia costante ⁽¹³⁾; in tal modo l'antenna può essere considerata come una successione di dipoli elementari e le sue proprietà possono essere ricavate sommando l'apporto dato alla radiazione dai singoli dipoli, pur di far tendere a zero la loro lunghezza.

Lo studio del *dipolo elementare* è un problema classico di fisica matematica, la cui trattazione è dovuta ad Hertz; ne esporremo, senza farne

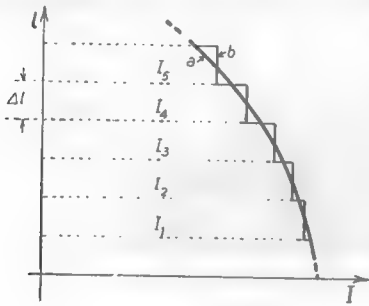


Fig. 7 — Scomposizione di una antenna in tratti elementari percorsi da corrente di ampiezza costante.

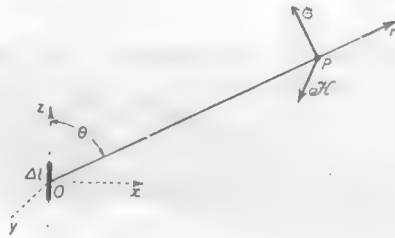


Fig. 8 — Giacitura del campo elettrico e del campo magnetico prodotti da un dipolo elementare in un punto P nella direzione r .

la dimostrazione ⁽¹⁴⁾, i risultati essenziali, mettendoli in relazione allo studio fatto nei numeri precedenti delle proprietà generali dei radiatori.

Consideriamo un tratto di conduttore di lunghezza Δl percorso da una corrente alternata di frequenza f avente la medesima ampiezza e la medesima fase in tutti i punti; il campo e. m. generato da tale dipolo elementare, a grande distanza da esso, ha le seguenti caratteristiche: Qualunque sia il punto dello spazio considerato, il *piano di polarizzazione* (n. 1, fig. 2) è quello formato dal dipolo e dalla direzione di propagazione (fig. 8); il *solido di radiazione* (n. 2, fig. 5) è di rivoluzione ed il suo asse coincide col dipolo; il diagramma di radiazione in un piano

⁽¹³⁾ - Ciò equivale a sostituire, nella figura 7, alla curva a) di variazione effettiva dell'ampiezza della corrente lo scaloide b).

⁽¹⁴⁾ - Una trattazione sull'argomento è contenuta, ad esempio, in: G. BRONZI - *Linee di trasmissione ed antenne* - Cap. X, n. 2-5 (Ed. C. Cursi, Pisa); G. TORALDO DI FRANCIA - *Onde Elettromagnetiche* - Cap. VIII (Ed. N. Zanichelli, Bologna).

normale al dipolo è perciò un cerchio. Il diagramma di radiazione in un piano passante per il dipolo è costituito da *due cerchi tangenti* nel modo indicato nella figura 9 a). L'intensità di campo è dunque funzione dell'angolo Θ (figg. 8, 9), è massima nel piano equatoriale e minima nella direzione del dipolo. In una qualunque direzione l'intensità di campo E è legata all'intensità di campo E_M nel piano equatoriale dalla relazione:

$$(1) \quad E = E_M \operatorname{sen} \Theta ,$$

deducibile dalla costruzione della figura 9 b). L'intensità di campo nel piano equatoriale E_M è legata alla lunghezza Δl del dipolo, all'ampiezza I

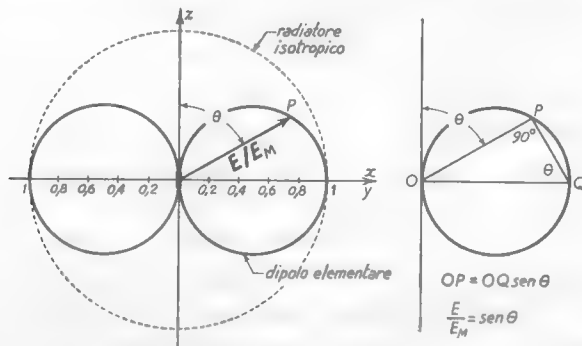


Fig. 9 — Diagrammi di radiazione di un dipolo elementare in un piano passante per z . Per ogni angolo θ si ha $E/E_M = \operatorname{sen} \theta$ come si deduce dal triangolo OPQ in b).

della corrente, alla lunghezza d'onda λ ed alla distanza r , dalla relazione:

$$(2) \quad E_M = \frac{1}{2} \rho_0 \frac{\Delta l}{\lambda} \frac{I}{r} \quad (\text{V/m});$$

con questa formula e con la (1) può trovarsi l'intensità di campo in qualunque punto dello spazio.

Il confronto fra i diagrammi di radiazione del dipolo elementare e di un radiatore isotropico mostra che, a parità di intensità di campo nella direzione di massima radiazione, la potenza che deve essere irradiata dal dipolo elementare è minore di quella che deve essere irradiata dal radiatore isotropico. Col calcolo si trova che essa è 1,5 volte inferiore; il *guadagno* (n.2) del dipolo elementare risulta pertanto:

$$(3) \quad G = 1,5 .$$

La *resistenza di radiazione* (n. 3) del dipolo elementare dipende praticamente solo dalla sua lunghezza Δl rapportata alla lunghezza d'onda; precisamente essa ha l'espressione:

$$(4) \quad R_i = \frac{\pi \rho_0}{G} \frac{\Delta l^2}{\lambda^3} \cong 800 \frac{\Delta l^2}{\lambda^3} \quad (\Omega).$$

Quale esercizio di applicazione delle formule indicate dedurremo qui la formula (2) dalle formule (4) e (3): se la corrente del dipolo ha l'ampiezza I , la potenza irradiata — pari alla potenza dissipata nella resistenza R_i di radiazione — risulta $P_i = R_i I^2 / 2$. Dalla formula (4) del n. 2 si ricava allora:

$$E_M = \frac{I}{r} \sqrt{\frac{\rho_0 G P_i}{2\pi}} = \frac{I}{2r} \sqrt{\frac{\rho_0 G R_i}{\pi}}$$

Sostituendo a G e ad R_i i loro valori dedotti dalle formule (3) e (4) si ottiene:

$$E_M = \frac{I}{2r} \sqrt{\frac{\rho_0 G}{\pi} \frac{\pi \rho_0}{G} \frac{\Delta l^2}{\lambda^3}} = \frac{1}{2} \rho_0 \frac{\Delta l}{r} \frac{I}{\lambda};$$

si è in tal modo ottenuto la formula (2) del testo, come si voleva dimostrare.

5. — Campo elettromagnetico prodotto da due dipoli elementari.

Per l'applicazione allo studio delle antenne reali — considerate come successioni di dipoli elementari — conviene esaminare il campo e.m. prodotto da due dipoli distanziati fra loro, allineati oppure paralleli, che immagineremo alimentati da un unico generatore, così che le correnti che li percorrono possano differire in ampiezza e fase ma non in frequenza; in pratica interessa considerare i soli casi in cui le correnti hanno la stessa ampiezza e fase uguale od opposta.

Consideriamo due dipoli A e B allineati, posti ad una distanza d fra loro (fig. 10); in un punto P — così distante da essi che le congiungenti PA e PB possano considerarsi parallele — il campo elettrico da essi prodotto ha la medesima direzione e la medesima ampiezza.

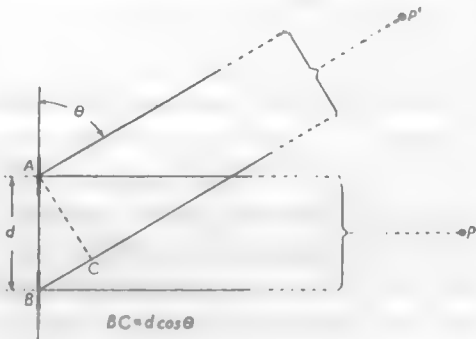


Fig. 10 — Due dipoli elementari allineati a distanza d .

Ben diversa è la situazione della fase: se i due dipoli sono percorsi da correnti *in opposizione di fase*, i campi da essi prodotti in P sono in opposizione di fase e quindi *la loro risultante è nulla*. In un altro punto P' — in cui la distanza da B è maggiore di quella da A del segmento BC — la differenza di percorso comporta uno sfasamento ulteriore dell'onda proveniente da B . Se poi la distanza d e l'angolo Θ (fig. 10) sono tali che $BC = d \cos \Theta$ sia uguale a mezza lunghezza d'onda, lo sfasamento che ne deriva è di 180° ⁽¹⁵⁾ per cui i campi risultano in fase e la loro risultante ha intensità sensibilmente doppia di quella di ciascuno di essi. All'opposto, se Θ e d sono tali che sia $BC = \lambda$, lo sfasamento derivante dalla differenza di percorso è di 360° e quindi i campi dei due dipoli elementari sono nuovamente in apposizione di fase e si annullano.

Se invece, i due dipoli elementari sono percorsi da correnti *in fase* si ha raddoppiamento del campo nei punti, come P , a uguale distanza dai due dipoli e annullamento in quei punti in cui la differenza di percorso, BC , è uguale a $\lambda/2$.

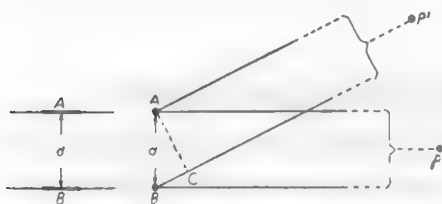


Fig. 11 — Due dipoli paralleli a distanza d .

In definitiva — sia che le correnti nei due dipoli elementari abbiano uguale fase, sia nel caso opposto — vi possono essere nello spazio delle direzioni in cui il campo risulta nullo ed altre in cui il campo risulta raddoppiato. Trattasi di un fenomeno di interferenza del tipo di quelli studiati in acustica ed in

ottica: è noto che due sorgenti luminose e coerenti, molto vicine fra loro — come le due immagini della stessa sorgente puntiforme prodotte da due specchi piani leggermente angolati (specchi di Fresnel) — producono su uno schermo regioni alternativamente chiare ed oscure (*frange di interferenza*). Anche in questo caso lo spazio risulta diviso in regioni alternativamente *buie* e *luminose* in dipendenza della differenza di fase derivante dalla differenza di percorso.

Le considerazioni svolte nel caso dei dipoli *colineari* (come si suol dire in radiotecnica per indicare che essi giacciono sulla stessa retta)

⁽¹⁵⁾ - Ricordiamo (Cap. XIII, n. 2) che nella propagazione di un'onda si ha un progressivo ritardo di fase nella misura di 360° per ogni lunghezza d'onda.

valgono anche, senza alcuna variante, nel caso in cui i dipoli elementari siano paralleli fra loro come nella figura 11 ⁽¹⁶⁾.

Sia nel caso di dipoli colineari che di dipoli paralleli, le proprietà di ciascuno dei due dipoli elementari risultano modificate dalla presenza dell'altro; si stabilisce fra i due una sorta di accoppiamento elettrico e magnetico con effetti analoghi a quelli che si manifestano nell'accoppiamento dei circuiti risonanti (Cap. II, n. 12): in particolare *si modifica la resistenza di radiazione di ciascun dipolo* che, a seconda della distanza d , può risultare maggiore o minore di quella del dipolo isolato.

6. — Effetto del suolo - Principio delle immagini.

Allorchè un dipolo elementare (come qualunque radiatore) è vicino al suolo o ad una vasta superficie conduttrice, l'energia e. m. irradiata verso di esso è riflessa con

le leggi dell'ottica; il campo elettrico in ogni direzione è la somma vettoriale di quello dell'onda diretta e dell'onda riflessa. Come in ottica, è conveniente considerare che l'onda riflessa provenga da una sorgente virtuale (fig. 12 a) che sia l'immagine speculare del dipolo rispetto al suolo; questa

ammissione (*principio delle immagini*), pur di ammettere che le *correnti nei due dipoli siano in fase se essi sono normali alla superficie conduttrice ed in opposizione se paralleli* (fig. 12 b), permette di risolvere i problemi connessi con le antenne prossime al suolo.

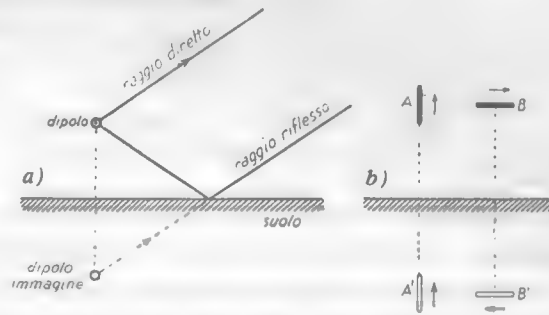


Fig. 12 — L'onda riflessa dal suolo si considera generata da un radiatore fittizio che è l'immagine speculare del dipolo rispetto al suolo.

⁽¹⁶⁾ - Se la distanza fra i due dipoli è molto piccola di fronte alla lunghezza d'onda la differenza di percorso in qualunque punto ed il conseguente sfasamento risultano pure molto piccoli. Perciò se la corrente nei due dipoli ha ampiezza uguale e segno opposto (come avviene se i due dipoli fanno parte di una linea bifilare) il campo risulta nullo quasi dappertutto. Ciò spiega perchè una linea bifilare ha un irraggiamento sempre molto modesto (Cap. XIII, n. 5).

Una prima applicazione del principio delle immagini e delle proprietà esaminate nel precedente paragrafo è la seguente: se il dipolo elementare vicino al suolo è verticale — e quindi nel dipolo immagine la corrente è in fase — si ha irradiazione massima in tutte le direzioni parallele al suolo. L'irradiazione parallelamente al suolo è invece nulla nel caso del dipolo orizzontale perchè in tal caso il dipolo immagine è in opposizione di fase con esso. *Non si dovrebbe quindi avere radiazione parallelamente al suolo da parte di antenne orizzontali*, in quanto esse sono composte da tanti elementi di conduttore che si comportano come altrettanti dipoli elementari orizzontali, ma questo risultato è infirmato dal fatto che il suolo non è un conduttore perfetto e perciò il campo

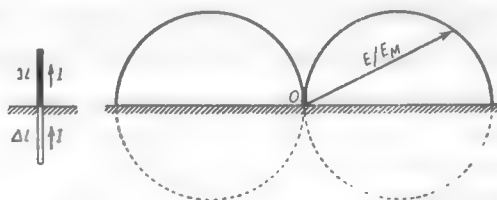


Fig. 13 — Un dipolo elementare disposto verticalmente sul suolo si comporta come se avesse lunghezza doppia.

dovuto all'onda riflessa è minore di quello dell'onda diretta. Di conseguenza non si ha un effettivo annullamento di campo ed anche lungo il suolo si ha una qualche radiazione, sia pure grandemente ridotta.

Un'altra interessante applicazione del principio delle immagini si ha considerando un dipolo elementare disposto verticalmente sul suolo; la sua immagine è ancora un dipolo elementare di uguale lunghezza Δl , percorso da corrente di eguale ampiezza I ed eguale fase (fig. 13). Il complesso dei due dipoli equivale ad un unico dipolo elementare di lunghezza $2\Delta l$, percorso da corrente di ampiezza I , per cui nel semispazio superiore al suolo l'intensità di campo ed i diagrammi di radiazione sono quelli medesimi di questo dipolo di lunghezza doppia (fig. 13). Tale equivalenza non sussiste però per la potenza irradiata perchè, manifestamente, sotto la superficie del suolo non si ha irradiazione; la potenza irradiata è quindi metà di quella che il dipolo di lunghezza doppia irradierebbe a parità di campo, e poichè questa è 1,5 volte inferiore a quella di un radiatore isotropico (n. 4, form. 3) ne deduciamo che *un dipolo elementare disposto verticalmente sul suolo ha un guadagno 3*

(n.2). La presenza del suolo modifica anche la resistenza di radiazione rendendola pari alla metà della resistenza di radiazione del dipolo di lunghezza doppia ⁽¹⁷⁾.

Un caso pratico di antenna che si approssima al caso teorico ora visto è quello di un'antenna marconiana con una capacità *in testa* (Cap. XIII, n. 14, fig. 35 c) così forte che la sua altezza risulti assai minore di $\lambda/4$ ⁽¹⁸⁾. Nella figura 14 è mostrato l'andamento dell'ampiezza della corrente lungo una tale antenna (b) raffrontato a quello della corrente in un semidipolo (a): essendo l'ampiezza I sensibilmente costante lungo tutto il conduttore verticale, l'antenna si comporta praticamente come un dipolo elementare di lunghezza h disposto verticalmente sul suolo. Per quanto abbiamo visto sopra ne deduciamo che

detta antenna ha, in un piano verticale, un diagramma di radiazione come quello della figura 13 (in un piano orizzontale il diagramma di radiazione è manifestamente un cerchio), ha un guadagno 3 ed una resistenza di radiazione $R_r = 1600 h^2 / \lambda^2$ ⁽¹⁹⁾; se, ad esempio, è $h = \lambda/10$, risulta $R_r = 16 \Omega$. Una situazione molto simile a quella ora vista si ha nelle antenne ad *L rovesciato* (Cap. XIII, n. 14, fig. 36) quando il tratto orizzontale è piuttosto lungo di fronte a quello verticale.

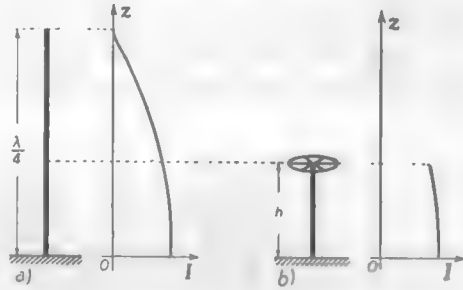


Fig. 14 — Semidipolo ed antenna da esso ottenuta sostituendo la parte alta con una capacità verso il suolo.

⁽¹⁷⁾ - Se il dipolo vicino al suolo ed il dipolo isolato di lunghezza doppia sono percorsi da una medesima corrente I , il campo prodotto nel piano equatoriale risulta il medesimo (n. 4, form. 2). Poichè la potenza irradiata dal dipolo vicino al suolo è, in tali condizioni, metà di quella irradiata dal dipolo lontano dal suolo, dalla formula $P_r = I^2 R_r / 2$ si deduce che R_r ha valore metà.

⁽¹⁸⁾ - Questa situazione generalmente si verifica nelle antenne per onde lunghe.

⁽¹⁹⁾ - Poichè la resistenza di radiazione di un dipolo elementare di lunghezza $2h$ ha il valore (n. 4, form. 4):

$$R_r \cong 800 \frac{(2h)^2}{\lambda^2} \cong 3200 \frac{h^2}{\lambda^2},$$

la resistenza del dipolo elementare vicino al suolo, che ha valore metà, risulta $1600 h^2 / \lambda^2$ e tale è anche il valore di R_r dell'antenna marconiana considerata.

7. — Dipolo a mezz'onda.

Partendo dalla conoscenza delle proprietà del dipolo elementare, col metodo indicato all'inizio del n. 4 (fig. 7), può compiersi lo studio quantitativo delle antenne reali; le considerazioni contenute nel n. 5 mostrano in qual modo si combinino gli effetti dei singoli dipoli elementari in cui l'antenna reale può pensarsi scomposta. Non svolgeremo i relativi calcoli formalmente complessi ⁽²⁰⁾, ma ne indicheremo i risultati più significativi per i tipi più importanti di antenne.

Consideriamo un *dipolo a mezz'onda* (Cap. XIII, n. 13-15) così lontano dal suolo che l'effetto di questo possa trascurarsi. Poichè la corrente in

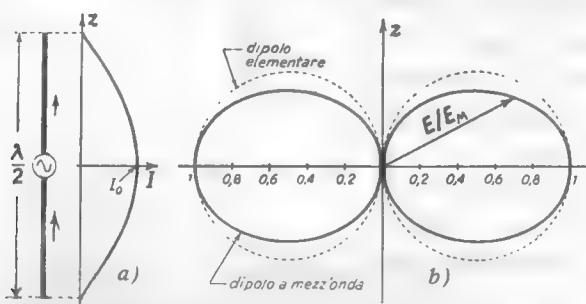


Fig. 15 — a) Distribuzione della corrente in un dipolo a $\lambda/2$; b) diagramma di radiazione in un piano meridiano.

tutti i punti del dipolo ha la medesima fase (fig. 15 a), l'effetto dei dipoli elementari in cui può pensarsi scomposto è concomitante, per cui il comportamento non è molto diverso da quello del dipolo elementare. L'intensità di campo è nulla nella direzione del dipolo ed è massima nel piano equatoriale; il diagramma di radiazione in tale piano è un cerchio, mentre in qualsiasi piano meridiano è una curva *ad otto* che differisce da quella del dipolo elementare solamente per essere un po' più schiacciata, come è mostrato nella figura 15 b). A parità di intensità di campo nel piano equatoriale, la potenza che deve essere irradiata dal dipolo a mezz'onda è un po' minore (precisamente circa $1/1,1$) di quella che deve essere irradiata dal dipolo elementare; poichè questo ha un guadagno 1,5 ne risulta che il *guadagno del dipolo a mezz'onda* è $G=1,1 \cdot 1,5=1,65$, pratica-

⁽²⁰⁾ - G. BRONZI - *Linee di trasmissione ed antenne* - Cap. XII-XIII (Ed. C. Kursi, Pisa).

mente ben poco diverso da quella del dipolo elementare. Assai diversa da quella del dipolo elementare è invece *la resistenza di radiazione che ha il valore 73Ω* ⁽²¹⁾ nel caso teorico in cui il conduttore ha diametro trascurabile di fronte alla sua lunghezza ed un valore *dell'ordine di 65Ω nei casi pratici di conduttori filiformi e dell'ordine di $55 \div 60 \Omega$ nei casi in cui il dipolo è attuato con un conduttore tubolare, come si usa nel campo delle onde ultracorte e delle microonde.*

In quanto precede si è fatto astrazione dall'effetto del suolo, il che è legittimo quando il dipolo ha una distanza da esso dell'ordine di varie lunghezze d'onda: nel campo delle microonde e delle onde ultracorte tale condizione è soddisfatta già a pochi metri dal suolo, ma nel campo delle onde più lunghe raramente l'altezza del dipolo è tale che si possa prescindere dall'effetto del suolo. Questo si manifesta con le modalità viste nel n. 6: nel caso del dipolo orizzontale la conseguenza più importante è una riduzione notevole della radiazione in direzione orizzontale (an-

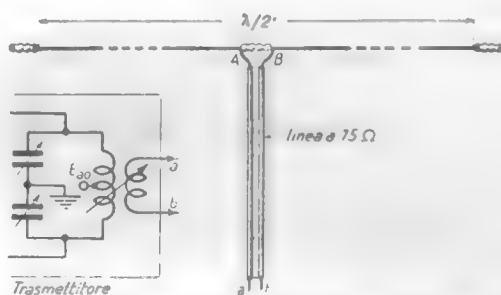


Fig. 16 — Alimentazione di un dipolo a mezza onda con una linea bifilare a 75Ω .

nullamento nel caso teorico di suolo perfettamente conduttore), la quale fa sì che tale tipo di antenna possa essere impiegata solo in quei casi in cui la propagazione deve avvenire in direzioni inclinate sull'orizzonte (Cap. XV); delle conseguenze relative al dipolo verticale sarà detto nel n. 8.

L'alimentazione del dipolo indicata negli schemi dalla presenza di un generatore alternativo al centro (fig. 5), è in realtà ottenuta collegando l'antenna al trasmettitore mediante una linea di trasmissione: questa deve essere chiusa sulla sua resistenza caratteristica, nell'estremo collegato all'antenna, al fine di evitare la formazione di onde stazionarie (Cap. XIII, n. 5-7). Il metodo concettualmente più semplice per ottenere ciò è quello indicato nella figura 16: poichè l'antenna vista dai morsetti d'ingresso AB , presenta alla risonanza una resistenza dell'ordine di 70Ω

(21) - Un ipotetico dipolo elementare che avesse la lunghezza $\Delta l = \lambda/2$ avrebbe una resistenza di radiazione $R_r = 800 \Delta l^2 / \lambda^2 = 200 \Omega$.

(resistenza di radiazione + resistenza ohmica), una linea di tipo commerciale flessibile (Cap. XIII, fig. 8 b) con resistenza caratteristica di 75Ω soddisfa generalmente allo scopo.

Se si deve operare con linee in aria (che presentano perdite minori di quelle con dielettrico solido) il metodo di alimentazione descritto non può essere usato perchè la resistenza caratteristica risulta generalmente superiore a 200Ω . Uno dei metodi allora impiegati è quello indicato nella figura 17, chiamato *attacco a delta*: il dipolo è chiuso al centro in corto-

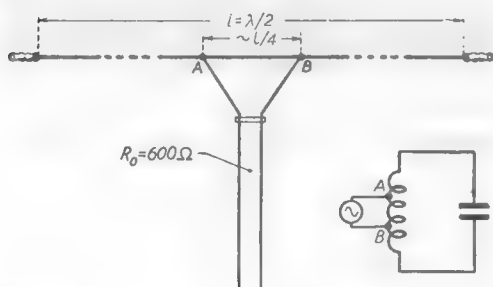


Fig. 17 — Alimentazione di un'antenna con una linea bifilare in aria (*attacco a Δ*).

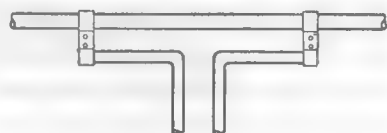


Fig. 18 — Attacco a T.

circuito mentre i due fili di linea sono collegati a due punti dell'antenna fra i quali esista una resistenza pari a quella caratteristica della linea (nella figura 17 si è supposto $R_0 = 600 \Omega$). Per comprendere come ciò avvenga occorre ricordare che un dipolo a mezza onda può paragonarsi, agli effetti della risonanza, ad un circuito risonante: il collegamento a delta può perciò ritenersi l'equivalente dell'accoppiamento autotrasformatore indicato nella figura 17 ed analizzato a suo tempo in relazione all'accoppiamento dei circuiti (Cap. II, n. 9, fig. 20 a). Nella figura 18 è indicato un sistema di accoppiamento (detto *attacco a T*) analogo al precedente, usato quando il dipolo è costituito da una bacchetta metallica, come avviene nel campo delle onde ultracorte.

In applicazione delle proprietà esposte, calcoliamo la potenza che deve essere irradiata con un dipolo a mezz'onda affinché alla distanza di 100 km , in direzione normale al dipolo, l'intensità di campo abbia il valore $100 \mu\text{V/m}$: è direttamente applicabile la formula (3) del n. 2, $P_i = 2\pi r^2 E^2 / (c_0 G)$; ponendo $G = 1,65$, $r = 10^5 \text{ m}$, $E = 10^{-4} \text{ V/m}$ si ottiene $P_i = 1 \text{ W}$. Se si opera nel campo delle onde ultracorte (ad esempio $\lambda = 2 \text{ m}$) il dipolo è una bacchetta di ottone che ha una resistenza ohmica trascurabile. Si può perciò ritenere che l'antenna abbia un rendimento pratico del 100% e quindi il trasmettitore deve fornire al dipolo la sola potenza di 1 W ; ammettendo per la resistenza di radiazione un valore di 60Ω , si deduce per l'ampiezza della corrente, nel suo ventre, il valore: $I = 2P_i/R_i \cong 5,2 \text{ A}$.

8. — Semidipolo - Antenne verticali vicine al suolo.

Riprendiamo in esame il *semidipolo* di cui nel capitolo precedente (n. 14) abbiamo studiato le proprietà risonanti. Per quanto visto nel n. 6, possiamo rappresentare l'effetto del suolo con un' *antenna immagine* percorsa da corrente *in fase* con quella del semidipolo; come è mostrato nella figura 19 a), il complesso del semidipolo e della sua immagine equivale ad un dipolo a mezz'onda lontano dal suolo, per il quale possono ripetersi le considerazioni svolte nel paragrafo precedente. Nel semispazio superiore al suolo, i diagrammi di radiazione sono i medesimi di quelli

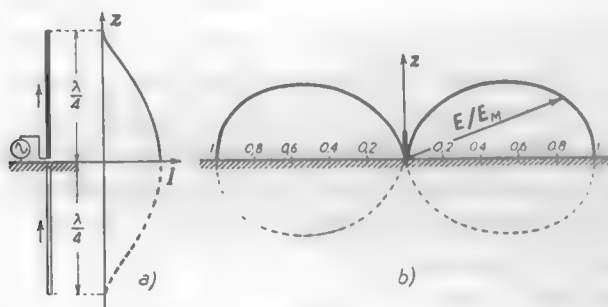


Fig. 19 — Il complesso di un semidipolo e della sua immagine equivale ad un dipolo a mezza onda; identico ne è, al di sopra del suolo, il diagramma di radiazione.

di un dipolo a mezz'onda lontano dal suolo: un cerchio nel piano orizzontale ed il diagramma di figura 19 b) in un qualunque piano verticale passante per il semidipolo. A parità di campo nel piano equatoriale *la potenza che deve essere irradiata dal semidipolo è metà di quella del dipolo a mezz'onda* e perciò *la resistenza di radiazione è metà ed il guadagno è doppio*: si ha dunque: $R_i = 36,5$ ⁽²²⁾, $G = 3,3$.

Raccorciando l'altezza materiale dell'antenna con l'uso di capacità in testa e di induttanza alla base (Cap. XIII, n. 14, fig. 35), il comportamento tende sempre di più a divenire quello di un dipolo elementare disposto verticalmente sul suolo (n. 6, fig. 14); a parità di campo parallelamente al suolo, occorre irradiare potenza maggiore che nel caso in

⁽²²⁾ - Ciò vale nel caso teorico di conduttore con diametro trascurabile di fronte alla lunghezza: nei casi pratici la resistenza di radiazione è più bassa.

cui l'altezza sia $\lambda/4$. Con altezze maggiori di $\lambda/4$ ⁽²³⁾ la potenza risulta invece minore perchè si ha una maggiore concentrazione del campo nelle regioni prossime al suolo. Nella figura 20 sono mostrati i diagrammi di

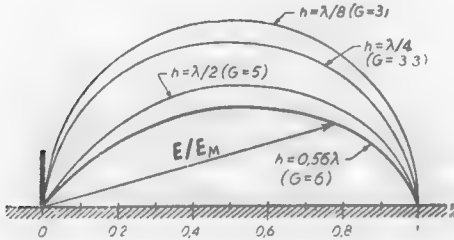


Fig. 20 — Diagrammi di radiazione, in un semipiano verticale, di un'antenna verticale con vari valori dell'altezza h .

radiazione di antenne verticali con altezze $h = \lambda/8$ (comportamento praticamente identico a quello di un dipolo elementare), $h = \lambda/4$ (semidipolo), $h = \lambda/2$ (dipolo a mezz'onda) ed $h = 0,56\lambda$; si noti il progressivo schiacciamento del diagramma, a cui corrisponde un aumento del guadagno. Questo, difatti, ha il valore di circa 5 quando è $h = \lambda/2$ e di circa 6 nel caso in cui è $h = 0,56\lambda$. Aumentando ulteriormente l'altezza non si ottiene un vantaggio agli effetti dell'irradiazione lungo il suolo; consideriamo, ad esempio, un'antenna verticale alta $3\lambda/4$ (fig. 21): dei dipoli elementari in cui può pensarsi scomposta l'antenna e la sua immagine, quelli contenuti nel tratto BB' sono percorsi da correnti di fase opposta di quelli contenuti nei tratti AB e $A'B'$, per cui il campo da essi prodotto nel piano equatoriale si sottrae a quello prodotto dagli altri. Per quanto visto nel n. 5 l'irradiazione è invece massima in una direzione inclinata rispetto all'orizzonte, come è mostrato dal diagramma di radiazione della figura 21.

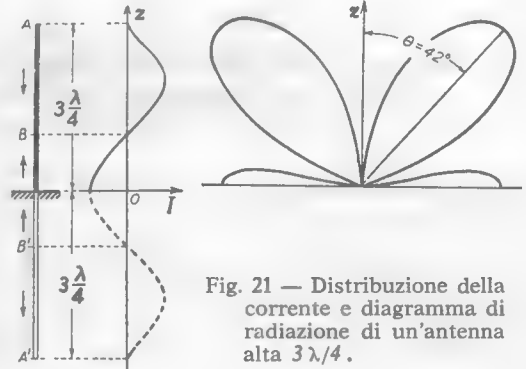


Fig. 21 — Distribuzione della corrente e diagramma di radiazione di un'antenna alta $3\lambda/4$.

Allorchè interessa l'irradiazione prevalentemente lungo il suolo oc-

⁽²³⁾ - Per l'accordo dell'antenna occorre una capacità in serie, alla base. Se $h = \lambda/2$ l'antenna diviene un dipolo a mezz'onda che deve essere isolato dal suolo; la sua antenna immagine è un dipolo identico. Se h è maggiore di $\lambda/2$ ma minore di $3\lambda/4$ occorre disporre alla base un'induttanza.

corre dunque usare un'antenna verticale di altezza h inferiore od uguale a $0,56\lambda$; entro questo limite *più alta è l'antenna, maggiore è il guadagno*. Per la radiodiffusione l'antenna è spesso attuata con una *torre autoirradiante*, che è un pilone metallico a traliccio, isolato dal suolo alla base mediante speciali isolatori di porcellana: date le basse perdite, il rendimento di queste antenne può superare l'80%. La loro alimentazione avviene tramite una linea bifilare od un cavo coassiale con particolari accorgimenti tecnici per effettuare il corretto collegamento fra linea ed antenna (adattamenti di impedenza).

9. — Antenne multibanda.

Spesso per ragioni di economia (piccoli impianti, stazioni di radioamatori) o di situazioni ambientali (stazioni di bordo e, in genere, impianti militari) non è possibile disporre di grandi antenne e soprattutto non si può usare un'antenna diversa per ogni frequenza che si vuole trasmettere; si ricorre allora ad antenne, dette *multibanda*, di dimensioni relativamente modeste e che hanno la possibilità di lavorare su un campo molto esteso di frequenza.

Un tipo molto comune di antenna multibanda è derivato dall'*antenna ad L rovesciato* (Cap. XIII, n. 14, fig. 36) ed è costituita da un conduttore pseudo-orizzontale, teso (tramite isolatori) fra due sostegni e prolungantesi ad un estremo verso il basso fino al trasmettitore, come è schematicamente indicato nella figura 22. Se l è la lunghezza totale del conduttore la *lunghezza d'onda naturale di risonanza* è $\lambda_0 = 4l$ e la corrispondente *frequenza naturale di risonanza* è $f_0 = c/4l$ (Cap. XIII, n. 14). Per frequenze diverse da f_0 l'antenna si comporta di fronte al generatore come un'impedenza — a volte capacitiva, a volte induttiva — il cui valore dipende dalla frequenza. Poichè il trasmettitore, qualunque

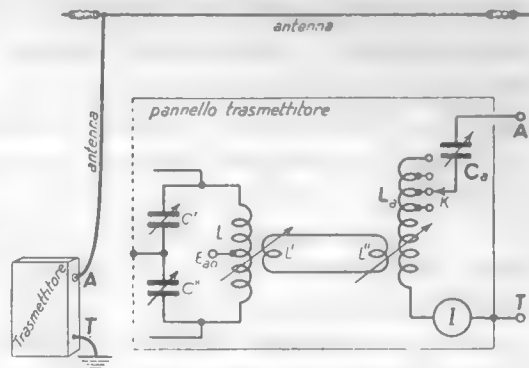


Fig. 22 — Antenna multibanda ad L rovesciato: particolare di alimentazione ed accordo.

sia la frequenza, deve essere chiuso su una resistenza, possibilmente costante, viene interposto, fra il circuito di uscita del suo amplificatore finale e l'antenna, un apposito circuito di accoppiamento che consente di portare l'antenna in risonanza su qualunque frequenza. Uno dei sistemi impiegati è indicato nella figura 22 e consiste nell'inserire alla base dell'antenna (fra l'estremo inferiore A e la terra T) una capacità C_a ed un'induttanza L_a destinate a portare l'antenna in risonanza sulla frequenza desiderata (*accordo di antenna*). Il collegamento col circuito risonante ($C', C''; L$) dell'amplificatore di potenza avviene per mutua induzione tramite le due bobine L', L'' fra loro collegate⁽²⁴⁾; l'accoppiamento può essere variato spostando le due bobine L', L'' . Supponiamo che la lunghezza complessiva del conduttore di antenna sia di 50 m: la lunghezza d'onda e la frequenza naturale di risonanza risultano allora $\lambda_0 = 200$ m ed $f_0 = 1,5$ MHz. Se si vuole, ad esempio, trasmettere su una lunghezza d'onda di 250 m ($f = 1,2$ MHz) si inserirà, mediante l'apposito commutatore K , un certo numero di spire di L_a , così da portare in accordo sulla frequenza di 1,2 MHz ($f < f_0$); se gli scatti del commutatore non consentono di ottenere precisamente tale valore, si porta all'accordo mediante regolazione fine di C_a ⁽²⁵⁾. Il raggiungimento dell'accordo è mostrato dall'indicazione massima dell'amperometro I posto in serie ad L_a ; ciò fatto, occorre variare l'accoppiamento col circuito finale del trasmettitore (agendo su L', L'') fino ad ottenere il massimo assoluto della corrente di antenna, indicato dall'amperometro I ⁽²⁶⁾. Se si vuole invece trasmettere su una frequenza $f > f_0$ (ad esempio $f = 1,8$ MHz, $\lambda = 166$ m) l'induttanza L_a ed il condensatore C_a devono essere regolati in modo che la loro serie si comporti capacitivamente. Colla stessa antenna lunga 50 m può essere trasmesso anche sulla lunghezza d'onda di 66,6 m perchè in tal caso i 50 metri di conduttore sono pari a tre quarti di lunghezza d'onda; mediante l'inserzione di L_a e C_a è poi pos-

(24) - Il sistema di collegamento tramite le due bobine è detto a *laccio* (link).

(25) - Più sintenticamente si può dire che il complesso $C_a L_a$ costituisce un circuito risonante serie (Cap. II, n. 2, fig. 6) che, per una conveniente regolazione di C_a ed L_a , si comporta induttivamente o capacitivamente.

(26) - Le regolazione dell'accoppiamento si effettua per ottenere che la resistenza di antenna, nel trasferimento nel circuito oscillatorio anodico, eguagli la resistenza di carico per la quale l'amplificatore di potenza è progettato (Cap. V, n. 1). In queste operazioni normalmente si ha una variazione dell'accordo del circuito oscillatorio, che deve essere rettificato mediante regolazione di C' e C'' .

sibile ottenere lunghezze d'onda maggiori e minori. Naturalmente è anche possibile operare in modo che nei 50 m di conduttore siano contenuti 5, 7, ecc. quarti di lunghezza di onda; operando con questo metodo — ossia, come si suol dire, *operando su armoniche* — è in genere possibile trasmettere senza difficoltà qualsiasi frequenza, entro una gamma abbastanza estesa, con la stessa antenna.

È difficile giudicare e prevedere quale sia il tipo del solido di radiazione dell'antenna considerata (n. 2): esso varia con la frequenza, perchè diversa è la distribuzione della corrente lungo il conduttore, ed è fortemente influenzato dall'inclinazione dei tratti di filo che compongono l'antenna, dalla presenza dei sostegni e in genere di strutture metalliche nelle vicinanze delle antenne. Il solido non è di rivoluzione e ciò comporta che l'irradiazione risulti generalmente diversa nei vari azimuth.

Un altro tipo di antenna multibanda, molto usato specialmente in impianti trasportabili (ad esempio, su navi ed automezzi), è costituito da uno stilo metallico verticale la cui lunghezza è sempre assai minore del quarto d'onda corrispondente alle varie frequenze di trasmissione. Esso deve essere portato in accordo mediante un'induttanza alla base il cui valore dipende dalla frequenza di trasmissione: per l'accordo e l'accoppiamento al trasmettitore si usano sistemi analoghi a quello indicato nella figura 22. Il solido di radiazione dell'*antenna a stilo* è di rivoluzione (n. 2, fig. 5), il guadagno è circa 3 come per il dipolo elementare vicino al suolo; il rendimento è, generalmente, piuttosto basso.

10. — Cenno sulle antenne a larga banda - Dipolo piegato.

Nello studio delle proprietà risonanti di un dipolo e di un semidipolo (Cap. XIII, nn. 13, 14) si è visto che tali antenne si comportano come circuiti risonanti la cui curva di risonanza (figg. XIII-29, 34) ha un'acutezza che dipende dal rapporto fra la lunghezza l del conduttore ed il suo diametro d . Più piccolo è tale rapporto l/d , minore è l'acutezza della curva e quindi, in definitiva, più uniforme è il comportamento dell'antenna al variare della frequenza nell'intorno della risonanza. Quando si richiede che un'antenna debba irradiare onde modulate il cui spettro di frequenza sia molto esteso (come avviene, ad esempio, nella televisione), oppure quando si deve impiegare una stessa antenna per più comunicazioni a frequenze diverse, ma comprese entro una banda

prefissata, si trae profitto della proprietà suaccennata, impiegando antenne con piccoli rapporti l/d . Nel campo delle onde ultracorte e delle microonde tali antenne sono ottenute servendosi, come conduttori, di bacchette metalliche a forma di cilindri, coni o elissoidi molto allungati. Nel campo delle onde corte l'allargamento del diametro è ottenuto arti-



Fig. 23 — Antenna a nassa.

ficialmente formando lunghe gabbie di fili in parallelo, dette *nasse* (fig. 23).

Il concetto di ottenere un *allargamento di banda* mediante collegamento di conduttori

in parallelo è sfruttato anche in una semplicissima antenna, molto usata nel campo delle onde ultracorte, detta *dipolo piegato*. Esso è formato da due dipoli a mezz'onda in parallelo, di cui uno alimentato al centro da una linea bifilare (fig. 24). Le correnti nei due conduttori paralleli sono uguali e con distribuzione identica a quella del dipolo ordinario (n. 7, fig. 15 a), per cui il dipolo piegato, agli effetti della radiazione, si comporta come un comune dipolo percorso da corrente doppia di quella

dei dipoli componenti: identici risultano i diagrammi di radiazione. Ben diverso è invece il valore della resistenza che si ha ai morsetti *A, B* di alimentazione, la quale risulta quattro volte quella di un semidipolo ⁽²⁷⁾ e quindi è dell'ordine di 290Ω (4×73); ciò consente di alimentare il dipolo, in modo sufficientemente corretto, con una linea bifilare di resistenza caratteristica 300Ω di tipo molto comune e comodo. L'impedenza ai morsetti *A B* al variare della frequenza nell'intorno della frequenza di risonanza varia molto meno che nel dipolo ordinario.

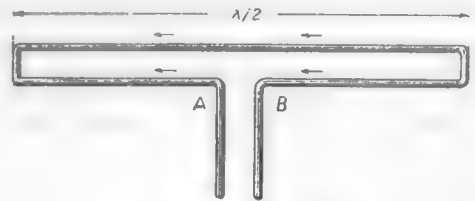


Fig. 24 — Dipolo piegato.

⁽²⁷⁾ - La resistenza di irradiazione è il rapporto fra la potenza irradiata W_i ed il quadrato del valore efficace della corrente totale nel ventre: $R_i = W_i / I_{eff}^2$. La resistenza fra i punti *A* e *B* è (a parte le perdite) il rapporto fra la potenza irradiata ed il quadrato del valore efficace della corrente che percorre il dipolo alimentato, che è metà della corrente totale; si ha perciò $R = 4W_i / I_{eff}^2 = 4R_i$.

11. — Ricezione delle onde elettromagnetiche.

Abbiamo finora considerato le antenne come radiatori di energia e. m. ma esse si comportano anche come collettori dell'energia trasportata dalle onde e. m. (*antene riceventi*). La ricezione da parte delle antenne deriva dalla proprietà — ben nota dell'elettrologia — che se si pone un filo conduttore di lunghezza l (m) lungo una linea di forza di un campo elettrico E (V/m), in corrispondenza del conduttore il campo si annulla e nasce nel filo una f. e. m.:

$$(1) \qquad V = E l \qquad \text{(volt).}$$

Nel caso di un'antenna immersa nel campo e. m. di un'onda si ha la nascita di una f. e. m. alternata v per induzione da parte del campo elettrico, mentre il campo magnetico è senza effetto. Questo ha effetto, invece, su una spira o su un avvolgimento concatenato con le sue linee di forza; su ciò sono basate le *antenne magnetiche* usate nei ricevitori portatili a transistori (Cap. X, n. 4) e le *antene a telaio* (Cap. XVI, n. 8).

In linea di principio l'antenna ricevente non differisce da quella trasmittente anche se, in pratica, spesso la sua costituzione se ne discosta, soprattutto perchè nelle antenne riceventi non sono in gioco potenze rilevanti come nelle trasmittenti: vige, anzi, un notevole *principio di reciprocità* fra antenne riceventi e trasmittenti che consente di ricavare le proprietà di un'antenna ricevente in base alle caratteristiche che essa manifesta se usata come trasmittente e viceversa. Così la f. e. m. che risulta indotta in un'antenna ricevente da un'onda e. m. ha ampiezza massima V_M se la direzione di provenienza dell'onda coincide con quella di massima irradiazione della medesima antenna usata come trasmittente; la risposta relativa V/V_M dell'antenna ricevente alle onde che giungono dalle altre direzioni è esattamente la stessa della relativa intensità E/E_M del campo irradiato nelle medesime direzioni dalla stessa antenna usata in trasmissione. È così possibile definire per le antenne riceventi dei *diagrammi di ricezione* che coincidono coi *diagrammi di radiazione* delle stesse antenne in trasmissione. Identiche sono poi le condizioni di risonanza dell'antenna sia in trasmissione che in ricezione ed i medesimi sono generalmente i punti fra i quali in trasmissione è collegato il generatore ed in ricezione l'utilizzatore.

L'ampiezza V_M della f. e. m. indotta dall'onda proveniente dalla dire-

zione ottima è legata all'intensità di campo E dell'onda da una relazione analoga alla (1):

$$(2) \quad V_M = E l_{eff} ,$$

dove l_{eff} è una grandezza detta *lunghezza efficace* (*altezza efficace*, h_{eff} , nel caso delle antenne marconiane) coincidente con la lunghezza reale del conduttore nel caso che esso sia molto corto di fronte alla lunghezza di onda (dipolo elementare), ma che se ne discosta più o meno variamente nei casi pratici di antenna. Nel caso di antenna marconiana di altezza h molto piccola di fronte a λ è $h_{eff} = 2h$; nel caso del dipolo a mezz'onda ($l = \lambda/2$) isolato nello spazio è $l_{eff} = 2l/\pi = \lambda/\pi$; nel caso di un semidipolo ($h = \lambda/4$) è $h_{eff} = 4h/\pi = \lambda/\pi$. Più in generale, per un'antenna che in trasmissione ha una resistenza di radiazione R_i ed un guadagno G la lunghezza (od altezza) efficace ha l'espressione:

$$(3) \quad l_{eff} = \lambda \sqrt{\frac{R_i G}{\pi \rho_0}} \quad (m).$$

La f. e. m. che nasce nell'antenna produce in questa e nell'utilizzatore ad essa connesso (in pratica il circuito d'ingresso del ricevitore) una corrente, la quale provoca una reirradiazione di energia e. m. da parte dell'antenna che si comporta come antenna trasmittente. Dal punto di vista energetico, ed in condizioni di risonanza, la situazione nel circuito di antenna è quella indicata nella figura 25:

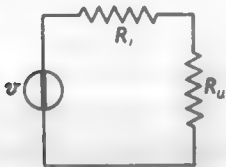


Fig. 25 — Circuito equivalente di un'antenna ricevente.

nel circuito v è la f. e. m. indotta nell'antenna, R_i è la resistenza che rende conto della reirradiazione di energia ed R_u è la resistenza che rende conto della potenza immessa nell'utilizzatore (circuito di ingresso del ricevitore). Agli effetti di questo, perciò, l'antenna ricevente si comporta come un generatore di f. e. m. v e resistenza interna R_i ; ad esempio, nel caso di un'antenna marconiana di altezza $h = \lambda/4$ ($R_i = 35,5 \Omega$, $h_{eff} = \lambda/\pi$), se E è l'intensità di campo presso il suolo, il generatore equivalente all'antenna ha una f. e. m. v di ampiezza $V = h_{eff} E = \lambda E/\pi$ ed una resistenza interna $R_i = 35,5 \Omega$.

12. — Area equivalente di un'antenna ricevente.

La corrente nel circuito di utilizzazione dell'antenna (come si deduce dalla figura 25) ha manifestamente l'ampiezza:

$$(1) \quad I = \frac{V}{R_i + R_u};$$

la potenza reirradiata è $R_i I^2/2$, quella immessa nell'utilizzatore risulta:

$$(2) \quad P_u = \frac{R_u I^2}{2} = \frac{1}{2} \frac{V^2 R_u}{(R_i + R_u)^2} \quad (\text{watt}),$$

la quale è massima quando R_u è uguale ad R_i (Vol. I, Cap. III, n. 7, form. 1). Se tale condizione è soddisfatta (mediante adattamento del circuito di ingresso del ricevitore all'antenna) l'espressione della potenza utilizzata diviene:

$$(3) \quad P_u = \frac{1}{2} \frac{V^2}{4R_i} \quad (\text{watt}).$$

Tale potenza ha il massimo valore nel caso in cui l'onda proviene dalla direzione ottima e V coincide con V_M , espresso dalla formula (2) del numero precedente. In tali condizioni, utilizzando le formule (2) e (3) del numero precedente, la (3) può scriversi:

$$(4) \quad P_u = \frac{1}{8R_i} E^2 \lambda^2 \frac{R_i G}{\pi \rho_0} = \frac{E^2 \lambda^2 G}{8\pi \rho_0} \quad (\text{watt});$$

essa rappresenta la massima potenza che è possibile sottrarre all'onda con l'antenna ricevente. Poichè ad un'onda e. m. con intensità di campo E , è associata una potenza nella misura di $E^2/2\rho_0$ watt per m^2 (n. 1, form. 6), la sottrazione della potenza P_u all'onda può interpretarsi come un'intercettazione della potenza dell'onda da un'area fittizia A ; può cioè porsi:

$$(5) \quad P_u = A \frac{E^2}{2\rho_0} \quad (\text{watt}).$$

Confrontando fra loro le (4) e (5) si ricava per l'area A l'espressione:

$$(6) \quad A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (\text{m}^2).$$

L'area A , detta *area di intercettazione* od *area equivalente*, ha il solo significato di coefficiente per il quale occorre moltiplicare la densità di potenza dell'onda, $E^2/2\rho_0$, onde ottenere la massima potenza che l'antenna ricevente può sottrarre all'onda: essa è peraltro una grandezza di grande utilità specialmente per lo studio delle antenne direttive. Ci serviremo ora della relazione (6) per mostrare *la difficoltà crescente che si incontra, all'elevarsi della frequenza, per sottrarre energia da un'onda* ⁽²⁸⁾: per esempio, se è $f=1$ MHz ($\lambda=300$ m) l'area di intercettazione di un dipolo a mezz'onda ($G=1,64$) è circa $11,7$ m², se invece la frequenza sale a 1000 MHz ($\lambda=30$ cm) l'area di intercettazione risulta $11,7 \cdot 10^{-6}$ m², un milione di volte più piccola! A parità di intensità di campo, la potenza intercettata da un dipolo a 1000 MHz è un milionesimo di quella intercettata da un dipolo ad 1 MHz; *alle frequenze altissime si impone perciò l'uso di antenne con guadagni molto elevati* onde potere sottrarre all'onda potenze non trascurabili, e ciò si fa con le antenne direttive che studieremo nel Cap. XVI.

13. — Disturbi atmosferici e parassiti industriali.

Molto spesso le scariche atmosferiche hanno carattere oscillatorio e provocano la nascita di perturbazioni elettromagnetiche che inducono sull'antenna ricevente forze elettromotrici dello stesso tipo di quelle prodotte dalle onde e. m. utili e che si traducono — come abbiamo detto nel Cap. X, n. 9 — in rumori all'uscita del ricevitore. Il loro spettro occupa praticamente tutto il campo delle onde lunghe e medie con massimi nell'intorno delle lunghezze di onda di $10 \div 20$ km. Altri tipi di disturbi (*parassiti industriali*) derivano dallo scintillio che si verifica nelle linee tranviarie, nei collettori dei motori, negli interruttori, nei campanelli ed in generale in tutti gli apparecchi elettrodomestici. Sono sensibilmente immuni da tali disturbi le onde corte con lunghezza inferiore a 20 m; tuttavia in questa gamma d'onde esistono disturbi dovuti ai dispositivi di accensione per autoveicoli: le oscillazioni elettriche generate durante la scarica nelle candele presentano infatti uno spettro di frequenza continuo con massimo nella gamma di $5 \div 15$ m.

⁽²⁸⁾ - È da questa difficoltà che deriva la necessità per un ricevitore di essere tanto più sensibile quanto più alta è la frequenza, messa in evidenza nel Cap. X, n. 10.

Contro le scariche atmosferiche non è possibile alcuna difesa; invece contro i parassiti industriali ed i disturbi dovuti all'accensione ci si può proteggere agendo sull'apparecchio disturbatore (Cap. X, n. 9) e collocando le antenne riceventi più in alto possibile, così da allontanarle dalle fonti di disturbo. Naturalmente i conduttori che collegano l'antenna al ricevitore (*discesa d'antenna*) devono essere schermati onde essi non diventino sede di f. e. m. indotte dai campi elettromagnetici disturbatori. Lo scopo si raggiunge di solito usando per conduttore di discesa un cavo coassiale, col conduttore esterno connesso a terra. Nel campo delle onde lunghe, medie e corte, per ottenere i migliori risultati, l'antenna è normalmente formata da un'asta metallica verticale (tipo parafulmine) isolata alla base e quivi collegata al conduttore interno del cavo coassiale; una tale antenna è usualmente chiamata *radiostilo*. Per frequenze più alte si usano normalmente antenne direttive, di cui sarà detto nel Cap. XII.

CAPITOLO XV

PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

1. — Generalità.

Le onde elettromagnetiche irradiate da un'antenna trasmittente possono giungere all'antenna ricevente seguendo percorsi assai diversi. Nel caso di un'antenna trasmittente prossima al suolo è conveniente distinguere tali percorsi in due grandi classi: percorsi che si svolgono nello spazio libero e percorsi che si svolgono in prossimità del suolo o sotto l'influenza di esso. Corrispondentemente le onde irradiate da un'antenna trasmittente si sogliono distinguere in *onde terrestri* ed *onde spaziali*. L'onda terrestre può poi distinguersi in *onda diretta*, *onda riflessa dal suolo*

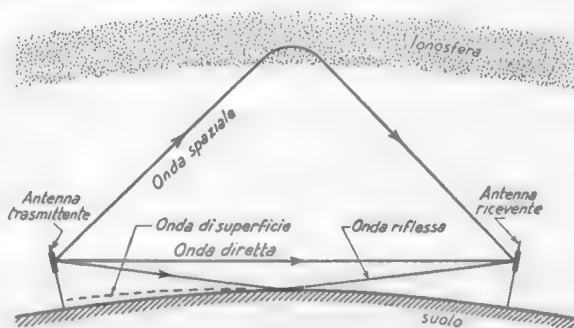


Fig. 1 — Vari tipi di propagazione delle onde e. m. da un'antenna trasmittente ad un'antenna ricevente prossima al suolo.

ed *onda di superficie*. Nella figura 1 sono indicati schematicamente i percorsi dei sopradetti tipi di onde da un elemento di antenna trasmittente ad un elemento di antenna ricevente. L'onda spaziale, che studieremo nel paragrafo n. 3, provvede alle comunicazioni a grande distanza; l'onda diretta e l'onda riflessa, a causa della curvatura terrestre, hanno

importanza soltanto quando l'antenna trasmittente o la ricevente, oppure ambedue, sono assai sopraelevate, il che avviene nella tecnica delle comunicazioni ad onde ultracorte e microonde e per il radar. L'onda di superficie, che si origina col meccanismo schematizzato nella figura 37 a) del Cap. XIII (n. 15), ha importanza soprattutto nel campo delle onde medie e lunghe e provvede alle comunicazioni a piccola distanza ed alla radiodiffusione.

2. — Onda di superficie.

Le onde emesse in direzione orizzontale sono vincolate alla superficie terrestre la quale, per la sua conduttività, costituisce una specie di guida, per modo che le onde sono condotte a seguire la curvatura del globo. Se il suolo fosse perfettamente conduttore il campo elettrico non potrebbe che essere sempre nullo entro di esso ed inoltre le linee di forza

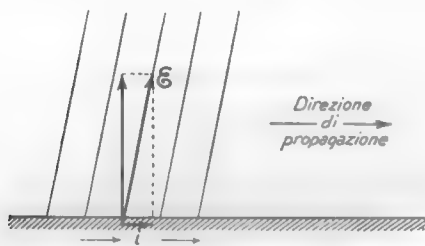


Fig. 2 — Il vettore elettrico dell'onda e.m. vicino al suolo non è verticale e può scomporsi in una componente verticale ed in una componente orizzontale.

elettriche dovrebbero essere sempre normali alla sua superficie, cioè verticali. Le onde e.m. in prossimità del suolo dovrebbero perciò sempre essere *polarizzate verticalmente* (Cap. XIV, n. 1, fig. 2) indipendentemente dalla giacitura dell'antenna che ha dato loro origine; in realtà, a causa della non perfetta conducibilità del suolo, il campo e.m. penetra leggermente in esso e le linee di forza

elettriche non sono perfettamente verticali ma leggermente inclinate nel verso di propagazione (fig. 2). L'esistenza di una componente orizzontale del campo elettrico nel suolo ⁽¹⁾ provoca in esso movimenti di cariche elettriche con conseguente dissipazione di energia che necessariamente

(1) - L'essere il campo elettrico vicino al suolo quasi praticamente verticale porta alla conseguenza che le antenne riceventi devono essere verticali; ma l'esistenza di una piccola componente orizzontale consente l'uso di antenne orizzontali anche assai basse sul suolo o addirittura stese su di esso.

è fornita dall'onda stessa; questa dunque *nella propagazione lungo il suolo si attenua più che nello spazio libero*. Sappiamo (Cap. XIV, n. 1, fig. 3) che la potenza e. m. irradiata da un'antenna propagandosi nel vuoto od in un mezzo privo di perdite si riduce, per ragioni puramente geometriche, in proporzione al quadrato della distanza: conseguentemente l'intensità di campo E decresce proporzionalmente alla distanza. Precisamente, nel caso di un radiatore con guadagno G irradiante la potenza P_i (W), l'intensità di campo nella direzione di massima irradiazione, E_M , è legata alla distanza r (metri) dalla relazione (Cap. XIV, n. 2, form. 4):

$$(1) \quad E_M = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\rho_0 G P_i}{2\pi}} = \frac{1}{r} \sqrt{60 G P_i} \quad (\text{V/m}) .$$

Nel caso invece di propagazione lungo il suolo, a causa della dissipazione di energia in esso, l'intensità di campo si riduce in misura assai maggiore con la distanza: a parità di condizioni, l'espressione di E_M è ancora del tipo (1):

$$(2) \quad E_M = \alpha \sqrt{60 G P_i} \quad (\text{V/m}) ,$$

dove però al posto del fattore $1/r$ compare la grandezza α che decresce assai più rapidamente con la distanza e che dipende dalla conducibilità del terreno e dalla lunghezza d'onda. Nel diagramma *a*) della figura 3 è mostrata la dipendenza di α dalla distanza nella propagazione su un terreno di media conducibilità per vari valori della frequenza dell'onda; per confronto è anche riportato il diagramma del fattore $1/r$ che compare nell'espressione (1). Appare chiaramente che *l'attenuazione è tanto maggiore quanto maggiore è la frequenza, il che è conseguenza del fatto che la resistività del suolo cresce con la frequenza*. Attenuazione molto minore, a parità di frequenza, si ha nella propagazione superficiale sul mare, come appare dal diagramma *b*) della figura 3 disegnato nelle stesse condizioni del precedente. La formula (2), insieme coi due diagrammi della figura 3, permette di risolvere i più semplici problemi di propagazione superficiale.

Quale applicazione si vuol calcolare il campo prodotto alla distanza di 100 km, in mare, da un trasmettitore di 200 W operante sulla frequenza di 500 kHz; l'antenna è verticale, molto corta di fronte alla lunghezza d'onda, per

cui il suo guadagno è circa 3 (Cap. XIV, n. 6, fig. 14). Nell'ipotesi che il suo rendimento sia 0,2 (20%) la potenza irradiata risulta $P=40$ W. Dal diagramma *b*) della figura 3, per $f=500$ kHz, $r=1000$ km, si ricava $\alpha \cong 4,5 \cdot 10^{-8}$; la formula (2) si scrive allora:

$$E_M = 4,5 \cdot 10^{-8} \sqrt{60 \cdot 3 \cdot 40} \cong 3,8 \cdot 10^{-6} \cong 3,8 \mu\text{V/m},$$

(se sul suolo non esistesse dissipazione di potenza sarebbe $\alpha=1/r$ e ne ri-

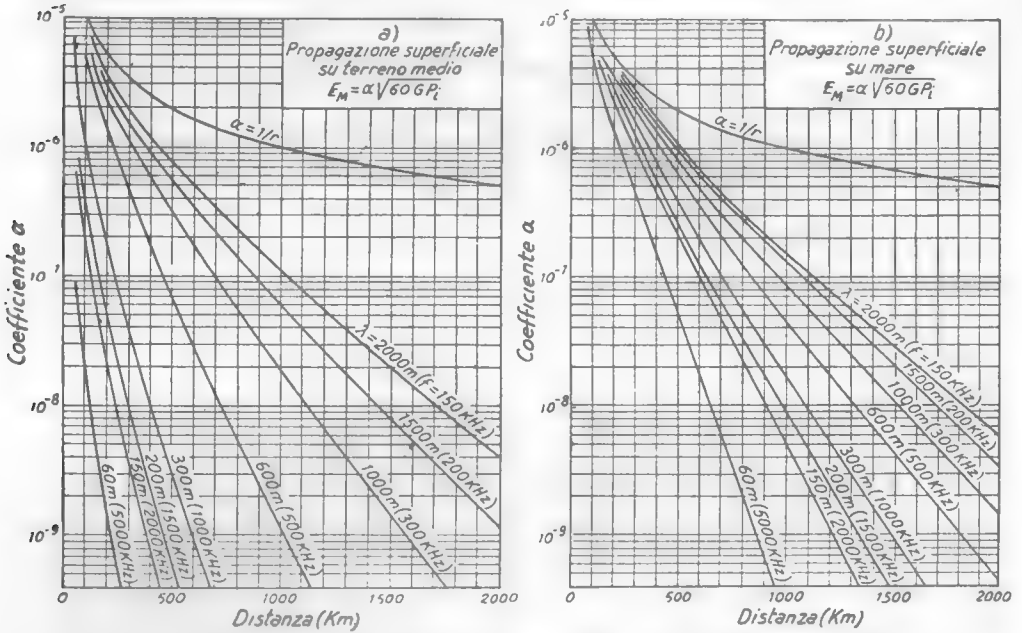


Fig. 3 — Coefficiente α della formula (2) nella propagazione su terreno medio (a) e su mare (b).

sulterebbe $E_M \cong 85 \mu\text{V/m}$). Supponiamo di disporre di un'antenna ricevente costituita da uno stilo alto 3 m; la sua altezza è molto piccola di fronte a λ ($\lambda=600$ m) per cui l'altezza efficace è il doppio di essa (Cap. XIV, n. 11) $h_{eff}=2h=6$ m. La f. e. m. indotta nell'antenna, che è la f. e. m. applicata al ricevitore, ha perciò l'ampiezza $E h_{eff} = 3,8 \cdot 10^{-6} \cdot 6 = 22,8 \mu\text{V}$.

3. — Onda spaziale - Ionosfera.

Le onde e. m. che l'antenna irradia in direzioni inclinate rispetto all'orizzonte si sottraggono all'influenza del suolo e si dirigono verso gli alti strati dell'atmosfera; le condizioni di questa influiscono generalmente assai poco sulla propagazione, che avviene praticamente come nel

vuoto ⁽²⁾. Ma alle alte quote la ionizzazione dei gas che costituiscono l'atmosfera — dovuta essenzialmente ai raggi ultravioletti provenienti dal sole — influisce sulla propagazione, che ne risulta profondamente modificata.

Sotto l'azione dei raggi solari un certo numero di atomi di gas viene ionizzato, con nascita di elettroni e di ioni positivi. Dato il movimento incessante e caotico degli elettroni e degli ioni positivi essi finiscono per incontrarsi e ricombinarsi, ma poichè intercorre un certo tempo fra la ionizzazione e la ricombinazione (2), mediamente si ha nello spazio una certa *densità di ionizzazione*, cioè un certo numero di elettroni ed ioni positivi liberi per unità di volume. La velocità di ricombinazione è evidentemente tanto maggiore quanto più densa è l'atmosfera e perciò nella bassa atmosfera — sotto 50 ÷ 80 km di quota — la densità di ionizzazione può considerarsi trascurabile. Al crescere dell'altezza il tempo richiesto per la ricombinazione diviene via via maggiore, tanto che nelle regioni più alte dell'atmosfera la densità di ionizzazione è ancora notevole dopo dieci ore dal momento in cui cessa l'attività ionizzante del sole (notte). L'entità della ionizzazione naturalmente diminuisce a quelle altezze in cui, per l'enorme rarefazione dell'atmosfera, il numero di atomi diviene piccolissimo.

La regione dell'atmosfera dove la ionizzazione si manifesta in maniera apprezzabile si dice *ionosfera*; per cause non ancora del tutto chiarite, ma che sembrano legate alla variazione con l'altezza della composizione chimica dell'aria ed alla diversa attitudine dei vari gas ad essere ionizzati, vi è una tendenza nella ionosfera ad una stratificazione di regioni con diversa densità di ionizzazione. Nella figura 4 è mostrato un

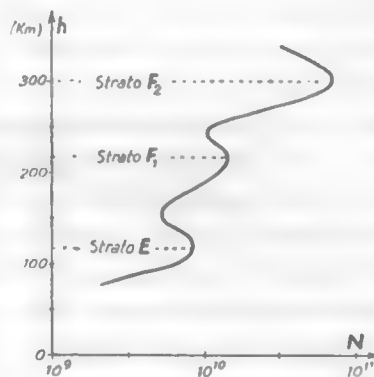


Fig. 4 — Tipico andamento della densità di ionizzazione in funzione dell'altezza (giorno).

(²) - L'intensità di campo si riduce, perciò, risultando inversamente proporzionale alla distanza dal radiatore.

(³) - Naturalmente non vi è alcun particolare motivo perchè la ricombinazione avvenga fra l'ione positivo e l'elettrone di uno stesso atomo.

tipico andamento della stratificazione; nel diagramma sono riportate in ordinate le quote ed in ascisse la densità di ionizzazione N , che esprime il numero di elettroni o di ioni positivi liberi contenuti in un metro cubo. Si notano tre massimi di densità che sono chiamati *strati*; il più basso, detto *strato E* o strato di Kennelly-Heaviside, si trova ad un'altezza media dell'ordine di 120 km ed è presente in misura apprezzabile solo di giorno, come lo *strato F₁*, che è ad un centinaio di chilometri più in alto. Lo *strato F₂*, che si trova ad un'altezza media dell'ordine di 300 km, è presente sia di giorno che di notte, data la lentezza di ricombinazione degli ioni dovuta alla grande rarefazione dell'aria a quell'altezza (4). La quota dei tre strati e la densità corrispondente a ciascuno strato variano con le varie ore del giorno e con le stagioni come risultato delle variazioni dell'entità della radiazione solare. Si hanno poi variazioni della densità di ionizzazione nel corso di ogni *ciclo solare* che è di circa 11 anni, con massimi di ionizzazione in corrispondenza alla massima attività delle macchie solari.

L'azione della ionosfera su un'onda e.m. *consiste essenzialmente, come spiegheremo nel prossimo paragrafo, in una dissipazione di energia ed in una deformazione del cammino dell'onda, entrambe tanto più rilevanti quanto più grande è la lunghezza d'onda cioè quanto più bassa è la frequenza.*

4. — Propagazione di un'onda elettromagnetica nella ionosfera.

Allorchè un'onda e.m. entra nella ionosfera, sotto l'azione del suo campo elettrico alternativo gli elettroni liberi sono sollecitati ad assumere un movimento (pure alternativo) in direzione del campo elettrico e con una velocità tanto maggiore quanto più a lungo dura la sollecitazione in uno stesso senso, cioè quanto più bassa è la frequenza (5).

(4) - Oltre alle sopradette stratificazioni regolari esiste anche uno strato (detto *E sporadico*) che appare irregolarmente intorno ai 100 km di altezza e che sembra essere costituito da nuvole di ioni, più o meno estese e con elevata densità. La regione sottostante allo strato *E*, che è pure ionizzata fino a circa 60÷70 km di altezza, si chiama qualche volta *strato D*.

(5) - Anche gli ioni positivi risentono dell'azione del campo elettrico, ma data la loro massa molto maggiore di quella degli elettroni, essi subiscono spostamenti così piccoli che non se ne tiene conto. Esiste anche un'azione del campo magnetico alternativo dell'onda sia sugli elettroni che sugli ioni positivi, ma la sua entità è trascurabile di fronte a quella del campo elettrico.

Gli elettroni assorbono in tal modo energia dall'onda (*tanto maggiore quanto più bassa è la frequenza*) ma la reirradiano prontamente ed in maniera completa, cosicchè l'onda non ne risulta attenuata. Senonchè gli elettroni sono soggetti ad urti contro le molecole dell'aria e ad ogni urto l'energia da essi posseduta, invece che essere reirradiata, vien trasformata in calore. L'energia perduta in tal modo è evidentemente sottratta all'onda, la quale risulta attenuata: *l'attenuazione sarà tanto maggiore quanto più grande è il numero di urti (e quindi quanto maggiore è la densità atmosferica) e quanto più grande è l'energia posseduta dagli elettroni urtanti, che abbiamo visto essere tanto maggiore quanto più bassa è la frequenza.* Se ne conclude che *l'attenuazione, a parità di altre condizioni, è maggiore per le onde lunghe che per le corte e nelle regioni della ionosfera più basse, dove la densità atmosferica è maggiore*; si trova poi che nel campo delle onde ultracorte e delle microonde l'attenuazione diviene praticamente inapprezzabile.

La ionosfera ha un altro importante effetto sulla propagazione che è quello di modificare la velocità delle onde rispetto a quella nel vuoto ed in aria non ionizzata ⁽⁶⁾; in termini ottici ciò implica ⁽⁷⁾ che la ionosfera si comporta come un mezzo rifrangente con indice di rifrazione diverso da 1. Si trova che l'indice di rifrazione n è legato alla frequenza f della onda ed al numero N di elettroni liberi contenuti in un metro cubo di gas dalla relazione:

$$(1) \quad n = \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}} .$$

L'indice di rifrazione è dunque normalmente inferiore ad uno e ciò tanto di più quanto più basso è f ; l'esperienza ha mostrato che per frequenze superiori a 30 MHz ($\lambda = 10$ m) il termine $81 N/f^2$ è così piccolo di fronte ad 1 da potersi trascurare, per cui, per tali frequenze, si può a tutti gli effetti considerare $n = 1$.

La formula (1) mostra che l'indice di rifrazione dipende da N e quindi varia con la quota (fig. 4), risultando minimo là dove N è mas-

⁽⁶⁾ - La velocità delle onde in un mezzo di costante dielettrica ϵ e permeabilità magnetica μ è $v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$; nel vuoto è $\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$ e perciò $v = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = 3 \cdot 10^8$ m/sec. Nella ionosfera, invece, la presenza degli elettroni liberi rende ϵ diversa da ϵ_0 e perciò anche la velocità delle onde è diversa da quella nel vuoto e nell'aria non ionizzata.

⁽⁷⁾ - E. PERUCCA - *Fisica generale e sperimentale*, Vol. II (tomo I), Cap. II, n. 13, (Ed. U.T.E.T., Torino, 1960).

simo. L'onda e.m. che si propaga verso l'alto si muove quindi in un mezzo ad indice di rifrazione variabile da punto a punto, come un raggio di luce che attraversi un mezzo ottico con indice di rifrazione variabile: secondo la teoria della rifrazione il raggio deve incurvarsi ver-

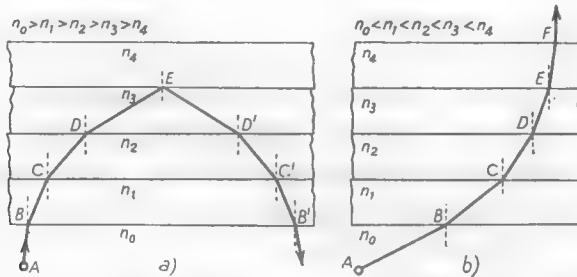


Fig. 5 — Due tipici esempi di incurvamento di raggi luminosi.

so il basso se, procedendo dal basso all'alto, l'indice di rifrazione diminuisce (ricordare il fenomeno della *fata morgana*) e deve incurvarsi verso l'alto se l'indice di rifrazione cresce (fenomeno del *miraggio*). La figura 5 dà un'esemplificazione del fenomeno di incurvamento del rag-

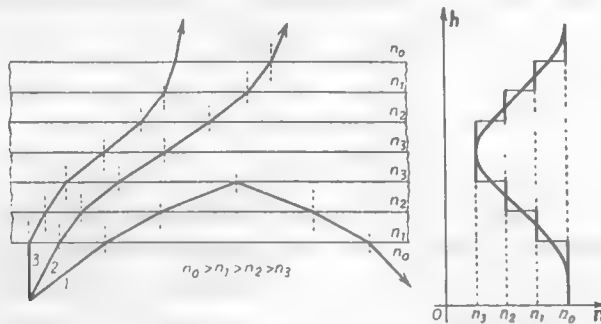


Fig. 6 — Sistema ottico formato con lastre trasparenti con indice di rifrazione dapprima decrescente e poi crescente.

gio: in *a*) il raggio di luce attraversa tre lastre trasparenti piane con indice di rifrazione progressivamente decrescente; nel contatto fra la terza e la quarta lastra l'angolo di incidenza supera l'angolo limite e si ha la riflessione totale. In *b*) il raggio di luce attraversa 4 lastre piane con indice di rifrazione progressivamente crescente; esso si incurva verso l'alto avvicinandosi sempre più alla normale alle lastre. Altro esempio

è offerto dalla figura 6: il sistema ottico è formato da 6 lastre di cui le due esterne hanno indice di rifrazione n_1 minore di quello dell'aria e maggiore di quello delle due lastre contigue (n_2), che l'hanno a loro volta maggiore dell'indice di rifrazione n_3 delle due lastre centrali; esso costituisce perciò un sistema ottico con indice di rifrazione dapprima decrescente e poi crescente. Il raggio 1 si riflette totalmente sulla superficie di separazione fra la seconda e la terza lastra; il raggio 2 si incurva ma non si riflette ed anzi entrando nella quinta lastra inverte la sua curvatura; il raggio 3 ha lo stesso andamento del raggio 2. Nella figura 6 è mostrato l'andamento a scatti dell'indice di rifrazione del sistema ottico considerato: se il numero delle lastre fosse assai elevato e lo spessore di ciascuna molto piccolo, l'andamento qualitativo del fenomeno rimarrebbe lo stesso e ciò anche se, al limite, l'indice di rifrazione variasse in modo continuo secondo la curva indicata in figura.

E, questa, la situazione che si verifica nella ionosfera: in corrispondenza ad un singolo strato la densità di ionizzazione N dapprima cresce, raggiunge un massimo e poi cala; corrispondentemente l'indice di rifrazione n partendo dal valore 1 diminuisce, raggiunge un minimo e poi ricresce. Qualitativamente quindi le onde e. m. devono seguire, a seconda dell'angolo di incidenza sullo strato, traiettorie analoghe a quelle della figura 6; poichè, però, l'indice di rifrazione dipende dalla frequenza dell'onda, le traiettorie risultano profondamente diverse fra loro a seconda della frequenza. Se la frequenza è sufficientemente bassa, qualunque sia l'angolo di incidenza — anche 0° — si ha sempre riflessione totale e conseguente ritorno del raggio verso il basso; la più alta frequenza per la quale si ha ancora ritorno verso il basso di un raggio diretto verticalmente (che incide quindi sulla ionosfera con angolo di 0°) si dice *frequenza critica*, f_c , dello strato considerato. Essa dipende dalla densità di ionizzazione dello strato ed è tanto maggiore quanto più essa è grande; nella figura 7 sono indicati i valori assunti dalle frequenze critiche dei

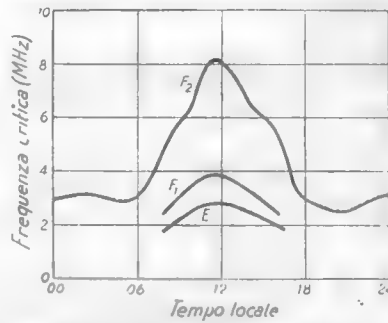


Fig. 7 — Andamento delle frequenze critiche degli strati E, F_1 , F_2 in un giorno di dicembre di un anno di bassa attività solare.

tre strati E , F_1 , F_2 nelle varie ore di una giornata invernale in un anno di bassa attività solare.

Consideriamo ora le onde e. m. che si irradiano da un'antenna sita vicino al suolo: se la frequenza delle onde è inferiore a quella critica si ha ritorno delle onde verso il suolo qualunque sia la direzione in cui esse risultano irradiate dall'antenna; la situazione è quella indicata schematicamente nella fig. 8 a).

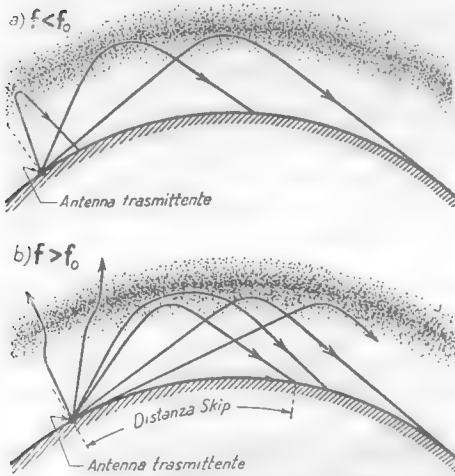


Fig. 8 — Traiettorie di onde e. m. nel caso in cui la frequenza è inferiore (a) o superiore (b) e quella critica.

Se la frequenza delle onde è superiore a quella critica, solo i raggi incidenti sulla ionosfera con angoli abbastanza grandi risultano incurvati e tornano verso il suolo; questa situazione, assai simile a quella di figura 6, è indicata nella figura 8 b). Mentre nel caso in cui è $f < f_0$ (fig. 8 a) le onde di ritorno dalla ionosfera possono giungere anche molto vicino all'antenna trasmittente, nel caso in cui è $f > f_0$ (fig. 8 b) esse non possono giungere più vicino di una certa distanza minima detta *distanza skip* ⁽⁶⁾, la quale dipende dal-

la frequenza dell'onda, dalla densità di ionizzazione dello strato e dalla sua altezza; la *distanza skip* è tanto più piccola quanto più bassa è la frequenza o quanto più forte è la ionizzazione dello strato. I raggi che formano con la verticale angoli troppo piccoli per risultare incurvati verso il suolo, attraversano lo strato ionizzato e, se non incontrano altri strati, si irradiano nello spazio; se vi sono più strati ionizzati, come di giorno, i raggi che hanno superato il primo ed entrano nel secondo (che ha normalmente una densità di ionizzazione maggiore e quindi anche una frequenza critica maggiore) possono da esso essere rinviiati verso il suolo col meccanismo già visto, oppure procedere ulteriormente e così via.

Gli elementi che abbiamo raccolto ci permettono di renderci conto

(6) - *Skip* in inglese significa balzo, salto.

— cosa che faremo nei prossimi paragrafi — delle modalità di propagazione dei vari tipi d'onda. Ricapitolando diremo: 1) *L'attenuazione e la deviazione delle onde e. m. è tanto minore quanto più alta è la frequenza; in particolare la distanza skip cresce al crescere della frequenza.* 2) *L'attenuazione è tanto maggiore quanto più in basso si estende la ionizzazione perchè maggiore è la densità dell'atmosfera⁽⁹⁾ e quindi maggiore è il numero di urti.* Ne deduciamo che nei periodi in cui l'attività solare è massima (di giorno piuttosto che di notte, d'estate piuttosto che d'inverno, ecc.) e quindi la ionizzazione giunge ad altezza minore, l'attenuazione è più forte.

Il quadro fatto non è completo perchè non si è tenuto conto dell'effetto del campo magnetico terrestre sul moto degli elettroni; gli elettroni sotto l'azione combinata del campo elettrico dell'onda e del campo magnetico terrestre percorrono orbite elicoidali. Le conseguenze principali sono che la polarizzazione dell'onda risulta modificata e che l'attenuazione invece di decrescere continuamente con la frequenza cresce nell'intorno della particolare frequenza di 1,4 MHz, detta *girofrequenza*, a cui corrisponde un assorbimento selettivo massimo; tali fenomeni sono peraltro troppo complessi perchè se ne possa dare una facile spiegazione a carattere intuitivo.

5. — Propagazione delle onde lunghe (15000 ÷ 545 m).

L'onda di superficie subisce un'attenuazione relativamente piccola; con l'impiego di adeguate potenze in trasmissione essa può giungere, seguendo la curvatura terrestre, a distanze dell'ordine di un migliaio di chilometri. L'onda spaziale, dato il basso valore della frequenza, è energicamente rifratta dalla ionosfera così da essere rimandata verso il basso dopo brevissimo percorso in essa; non ha così praticamente luogo l'assorbimento di potenza, che altrimenti sarebbe assai forte per il piccolo valore della frequenza. L'on-

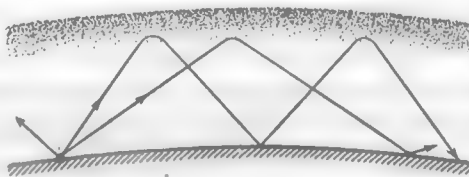


Fig. 9 — Propagazione delle onde lunghe.

(9) - Non della ionizzazione, come qualche volta erroneamente si dice.

da respinta verso la superficie terrestre è da questa riflessa e nuovamente diretta verso l'alto; essa viaggia, cioè, come fra due superfici sferiche riflettenti concentriche (fig. 9), subendo moderata attenuazione ad ogni riflessione. In tal modo l'onda può percorrere distanze grandissime; poichè il cammino percorso dipende dalla distribuzione della ionizzazione, l'intensità di campo prodotta in un determinato luogo presenta variazioni diurne e stagionali. In generale la propagazione si svolge in condizioni più favorevoli durante l'inverno che durante l'estate ed in direzione del meridiano piuttosto che del parallelo.

Le onde lunghe sono suscettibili di propagarsi per un breve tratto anche entro l'acqua del mare, per cui con esse si riesce a comunicare con sommergibili immersi a piccole profondità.

Le antenne per onde lunghe sono sempre di tipo marconiano (Cap. XIII, n. 14) con induttanza alla base e grande capacità terminale: il loro rendimento è sempre assai basso (Cap. XIV, n. 3). Per le antenne riceventi non ci sono particolarità degne di rilievo; normalmente si usa un conduttore che dalla sommità di una torre giunge al ricevitore o disposizioni analoghe. La ricezione è molto disturbata da rumori di origine atmosferica ed industriale.

6. — Propagazione delle onde medie (545 ÷ 200 m).

I diagrammi della figura 3 ci mostrano che la propagazione superficiale delle onde medie è meno buona di quella delle onde lunghe; la distanza copribile efficacemente con trasmettitori potenti si aggira su alcune centinaia di chilometri.

L'onda spaziale è meno energicamente rifratta dalla ionosfera che nel campo delle onde lunghe; penetra perciò profondamente entro di essa. Se lo strato ionizzato è a bassa quota (come accade di giorno) si ha un assorbimento assai forte per l'elevata densità dell'atmosfera che provoca frequenti urti di elettroni contro le molecole dell'aria; se invece non esiste ionizzazione a bassa quota ma solo a grande altezza (come avviene di notte), dove la densità atmosferica è molto piccola, l'assorbimento è molto minore. La conseguenza pratica di questo stato di cose è che *di giorno l'onda spaziale si attenua talmente che praticamente non torna al suolo, mentre di notte si ha un efficace ritorno dell'onda verso il suolo.*

Mancando di giorno l'onda spaziale, il servizio radio — che è essenzialmente quello di radiodiffusione — si svolge soltanto tramite la pro-

pagazione superficiale. La ricezione è buona ed esente da variazioni, naturalmente purchè le stazioni trasmettenti siano tali che l'intensità di campo da esse prodotta sia notevolmente superiore a quella dei disturbi (atmosferici e industriali), molto sentiti in tutto il campo delle onde medie ⁽¹⁰⁾. Al calar del sole l'assorbimento dell'onda spaziale diminuisce rapidamente (per la rapida scomparsa della ionizzazione a bassa quota) e poche ore dopo il tramonto diviene piccolissimo; perciò fino all'alba si ha, coesistente con la propagazione superficiale, anche quella ionosferica. Vicino alla stazione trasmittente prevale l'onda di superficie, mentre a grande distanza prevale l'onda spaziale; vi è poi una regione intermedia in cui le due onde hanno la stessa entità. Ciò è indicato qualitativamente nel diagramma di figura 10, dove in funzione della distanza



Fig. 10 — Schematica distribuzione dell'intensità di campo prodotta dall'onda superficiale e spaziale (onde medie).

dal trasmettitore è riportata l'intensità di campo relativa all'onda spaziale e terrestre. Nella prima regione, servita dall'onda terrestre, la ricezione è assai buona. Nella seconda regione l'intensità di campo dipende dalla relazione di fase dell'onda terrestre e spaziale; poichè l'onda spaziale segue percorsi che variano con lo stato della ionosfera, tale relazione di fase varia frequentemente. Di conseguenza varia anche l'intensità di campo e la ricezione subisce fluttuazioni ed affievolimenti (*fading*), per cui deve considerarsi decisamente mediocre, specialmente là dove l'onda spaziale e l'onda terrestre hanno la stessa entità ⁽¹¹⁾. Nella terza zona, servita esclusivamente dall'onda spaziale, si ha ricezione discretamente buona, ma non come nella prima regione; un esempio è fornito dalla ricezione delle stazioni estere.

⁽¹⁰⁾ - A questo proposito l'esperienza insegna che per avere ottima ricezione in città occorre che il campo elettrico abbia almeno un'intensità di $10 \div 50$ mV/m, mentre in campagna è sufficiente che sia di $0,1 \div 1$ mV/m.

⁽¹¹⁾ - Un rimedio assai efficace contro questi inconvenienti è la regolazione automatica della sensibilità nei ricevitori, denominata appunto *antifading* (Cap. X, n. 6).

Le onde medie sono quasi esclusivamente usate per la radiodiffusione; è quindi conveniente che la prima zona (quella servita dall'onda terrestre) sia la più vasta possibile. È opportuno quindi che l'antenna irradi energia prevalentemente nella direzione orizzontale; soddisfa assai bene a questa condizione l'antenna verticale di altezza $h=0,5 \div 0,56 \lambda$ (Cap. XIV, n. 8), generalmente attuata con una torre autoirradiante. Per la ricezione, data la grande sensibilità dei moderni radioricevitori e la potenza delle stazioni normalmente prescelte per l'ascolto, è sufficiente per antenna — come a tutti è noto — un pezzo di filo metallico qualunque; per difendersi, però, dai parassiti industriali è consigliabile l'uso delle antenne con discesa schermata (Cap. XIV, n. 13).

7. — Propagazione delle onde corte (200 ÷ 10 m).

L'onda di superficie nel campo delle onde corte è assai più rapidamente attenuata che nei casi precedenti; l'onda spaziale invece è meno attenuata che nel caso delle onde medie a causa della maggiore frequenza. Noi sappiamo che esiste una minima distanza, detta distanza *skip*, prima della quale non può giungere l'onda rifratta dalla ionosfera; poichè l'onda terrestre è già assorbita a distanza relativamente piccola dal trasmettitore, da questa zona fino alla distanza *skip* non si può avere ricezione, qualunque sia la potenza della stazione trasmittente. Poichè al crescere della frequenza l'indice di rifrazione tende ad 1, le traiettorie delle onde si incurvano sempre meno e perciò la distanza *skip* aumenta. Perciò per ogni determinata distanza esiste una frequenza massima usabile, quella per la quale essa è distanza *skip*; le onde di frequenza maggiore tornano a terra a distanza maggiore. La frequenza massima usabile è legata allo stato della ionosfera e perciò varia in particolare con le ore del giorno e con le stagioni; con la scorta di dati statistici raccolti in molti anni di esperienza è attualmente possibile prevedere, con notevole anticipo, quali siano le massime frequenze usabili nei collegamenti radio fra due punti determinati. Nella figura 11 sono mostrati esempi di tali previsioni: ad esempio, se nell'aprile 1964 alle ore 8 di Greenwich si fosse trasmesso da Roma con frequenza superiore a 15 MHz, la distanza *skip* sarebbe risultata maggiore della distanza Roma-Londra e poichè l'onda terrestre copre una distanza ben minore, nessun segnale sarebbe stato ricevuto a Londra.

Qualunque frequenza inferiore a quella massima è in grado di stabilire il collegamento: quale frequenza sarà dunque più conveniente utiliz-

zare per coprire una determinata distanza? Noi sappiamo che *l'attenuazione dell'onda nel suo cammino ionosferico è tanto minore quanto più alta è la frequenza; conviene perciò usare una frequenza di poco inferiore a quella massima* onde avere bassa attenuazione ma anche sicurezza di fronte a possibili variazioni delle condizioni ionosferiche e perciò della distanza skip. *L'esperienza indica frequenze di circa il 15% inferiori a quelle massime*: per le principali vie di comunicazione vengono pubblicate periodicamente le previsioni delle frequenze più convenienti, come è mostrato negli esempi della figura 11.

Nelle comunicazioni a grandi distanze l'onda non compie il suo percorso in un sol balzo ma con successive riflessioni sul suolo e rifrazioni nella ionosfera; poichè si usa una frequenza vicina a quella massima, ciascun balzo ha sulla superficie terrestre una lunghezza circa uguale alla distanza skip. Con tali balzi successivi l'onda può compiere una o più volte il giro della terra; può quindi accadere che lo stesso segnale venga ricevuto più di una volta.

Il campo delle onde corte è molto meno disturbato di quello delle onde medie dalle scariche atmosferiche e da parassiti industriali. Per contro è fortemente presente il fenomeno del *fading*, ossia degli affievolimenti dovuti al fatto che le onde che giungono in un determinato luogo, ed hanno in genere seguito percorsi diversi, interferiscono fra loro. Un rimedio per rendere minimo il fading è costituito dalla regolazione automatica della sensibilità nei ricevitori (Cap. X, n. 6), che automaticamente aumenta la sensibilità allorchè si verifica l'affievolimento; molto efficace è il cosiddetto sistema di ricezione *a diversità* basato sul fatto, sperimentalmente osservato, che i segnali ricevuti da due o più antenne distanti fra loro di $5 \div 10$ lunghezze d'onda non subiscono contemporaneamente ed in ugual modo lo stesso affievolimento. Con espedienti vari si combinano i segnali ricevuti dalle varie antenne con risultato complessivo sensibilmente esente da fading.

L'uso delle onde corte è attualmente diffusissimo sia per la radiodiffusione che, soprattutto, per i collegamenti a moderata ed a grande distanza; il traffico radio commerciale si svolge quasi unicamente con tali onde. Quali antenne trasmettenti si usano dipoli a mezz'onda verticali od orizzontali; l'antenna ricevente può essere dello stesso tipo di quella trasmittente ma, per esigenze modeste, può essere usato un qualunque conduttore, come si fa per le radio domestiche. Nei radiocollegamenti fra posti fissi per traffico commerciale si usano antenne trasmettenti e riceventi

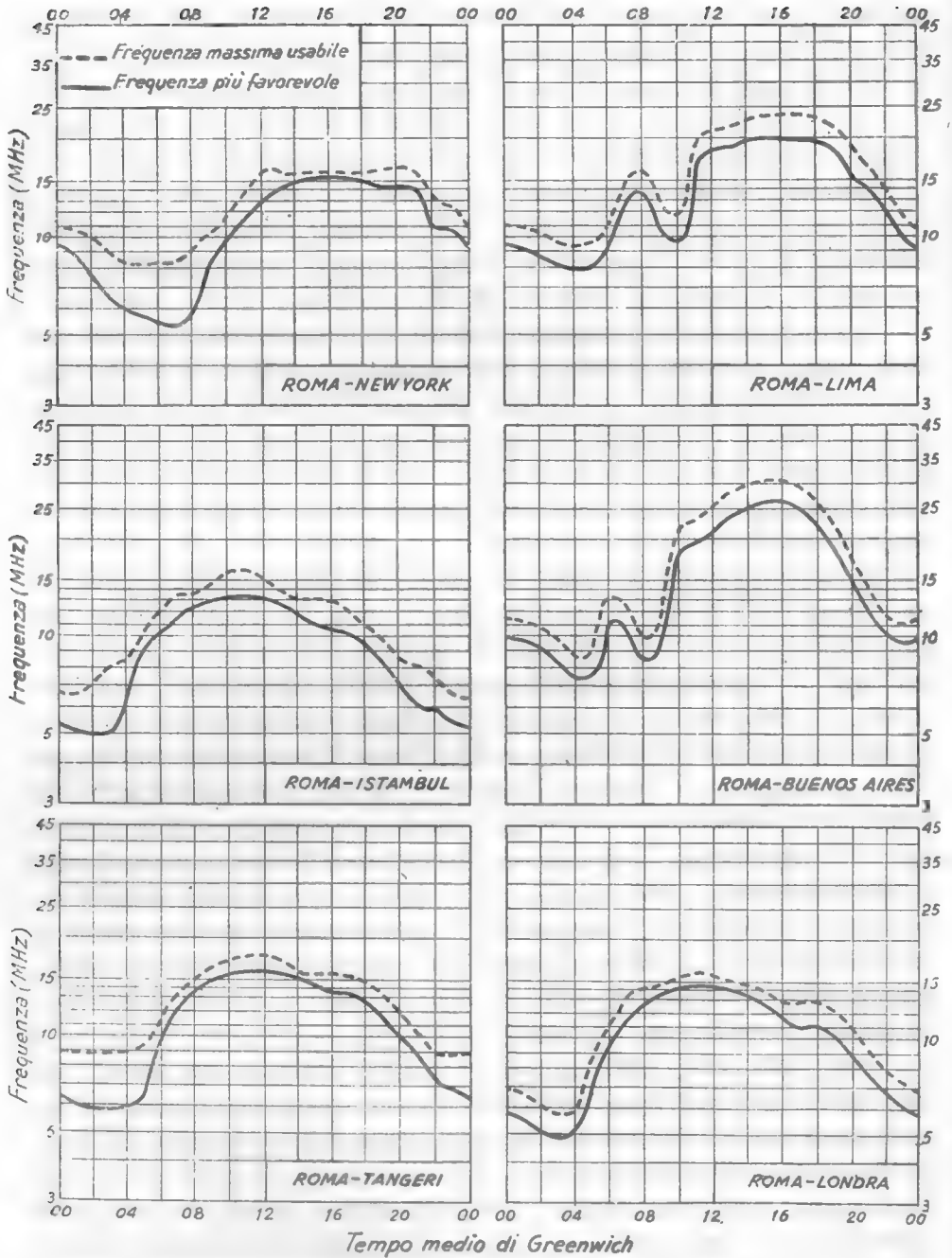


Fig. 11 — Esempio di previsione delle frequenze ottime per i collegamenti radio a grande distanza (aprile 1964).

direttive, che studieremo nel capitolo seguente; molto usate, in particolare, le *antenne rombiche* (Cap. XVI, n. 7).

Le onde che provengono dalla ionosfera non conservano in generale la polarizzazione con cui sono partite: si può anzi dire che in generale si riceve altrettanto bene con antenne orizzontali o verticali e ciò indipendentemente dalla giacitura dell'antenna trasmittente.

8. — Propagazione delle onde ultracorte e microonde ($\lambda < 10\text{ m}$).

Queste onde sono dette anche ottiche perchè si comportano analogamente alle radiazioni luminose. Costituiscono la categoria di onde che non risentono alcun apprezzabile effetto da parte della ionosfera; in particolare questa non riesce a incurvare le traiettorie quanto occorre perchè siano ricondotte alla superficie terrestre, neanche quando l'emissione è pressochè orizzontale.

D'altra parte l'onda di superficie è rapidamente assorbita, per cui l'unica possibilità di comunicazione per mezzo di questo tipo di onde rimane il passaggio diretto e rettilineo di energia elettromagnetica dall'antenna

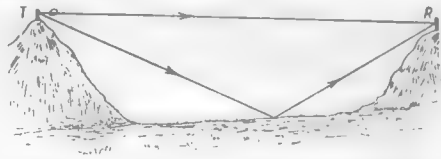


Fig. 12 — Propagazione delle onde ultracorte e delle microonde.

na trasmittente alla ricevente, disposte ambedue, per quanto è possibile, alte sul suolo. In tali condizioni l'energia può giungere al ricevitore per due vie: una diretta ed una riflessa (fig. 12). L'energia riflessa, attenuata per la riflessione sul suolo, interferisce con quella diretta e, a seconda della relazione di fase, l'esalta o l'attenua.

Teoricamente non è possibile effettuare comunicazioni fra punti *che non si vedono*; in realtà effetti di rifrazione dovuti alla diversa densità dell'atmosfera (effetto quindi analogo a quello per cui qualche volta è visibile una nave oltre l'orizzonte) permettono di stabilire il collegamento con punti oltre l'orizzonte ottico; in pratica tutto avviene come se la terra avesse un raggio circa 1,3 volte maggiore di quello reale. Fenomeni di diffrazione permettono poi, qualche volta, la comunicazione fra punti nascosti da ostacoli materiali, mentre particolari situazioni metereologiche possono creare condizioni ottiche adatte per *guidare* le onde anche a distanze assai grandi dalla stazione trasmittente.

L'uso delle onde ultracorte e delle microonde è attualmente vastissimo sia per i collegamenti a piccola distanza sia per quelli a grande distanza (*ponti radio*) che vengono compiuti, a tratte successive, fra punti in vista fra loro (Cap. XVIII, n. 11), È noto poi l'impiego delle onde ultracorte per la radiodiffusione a modulazione di frequenza (Cap. XI, XII) e per la televisione (Cap. XIX); data la propagazione ottica delle onde

ultracorte, la ricezione in modulazione di frequenza e televisiva avviene in un'area limitata, praticamente coincidente con l'orizzonte ottico di ciascuna stazione trasmittente.

È molto attuale, e di grandissimo interesse, l'uso delle onde ultracorte e delle microonde per stabilire comunicazioni coi satelliti artificiali e, servendosi di questi come di *ponti*, fra stazioni terrestri molto lontane fra loro. Sono poi in corso studi

ed esperienze per formare veri e propri anelli riflettenti (costituiti da miriadi di piccolissimi dipoli di rame) che circondino il globo e consentano così comunicazioni radio fra punti comunque distanti fra loro. Tutte queste possibilità sono legate al fatto che le onde ultracorte e le microonde, per la loro enorme frequenza, attraversano gli strati ionizzati senza apprezzabile attenuazione (n.4).

Le antenne generalmente adoperate, sia in trasmissione che in ricezione, sono normalmente direttive, dei vari tipi che esamineremo nel capitolo seguente; allorchè le comunicazioni devono essere omnidirezionali si usano dipoli o semidipoli. Un tipo di semidipolo usato nel campo delle onde ultracorte è indicato nella figura 13: il radiatore verticale è il prolungamento del conduttore centrale di un cavo coassiale; la raggera, collegata al conduttore esterno del cavo, gioca un ruolo analogo al piano di terra od al *contrappeso* (Cap. XIV, n. 3).

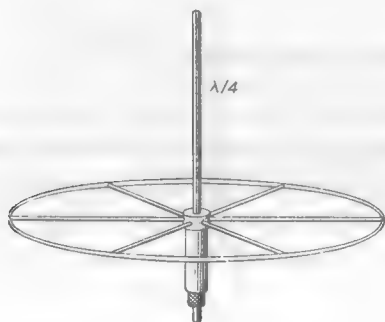


Fig. 13 — Semidipolo per onde ultracorte.

CAPITOLO XVI

ANTENNE DIRETTIVE

1. — Il problema della direttività delle onde e. m.

Il campo elettromagnetico prodotto dalle antenne tipiche studiate nel Cap. XIV — dipolo, semidipolo, ecc. — ha carattere simmetrico rispetto all'asse dell'antenna; così la distribuzione del campo e. m. di un semidipolo verticale, ad esempio, in un piano verticale è indipendente dall'orientazione (azimuth) del piano stesso. A ciò corrisponde il fatto che il suo diagramma di radiazione in un piano orizzontale è un cerchio. L'emissione da parte di un tale radiatore si presta ad essere ricevuta ugualmente bene da tutte le stazioni riceventi che si trovino alla stessa distanza dal radiatore, qualunque possa essere la loro posizione sul piano orizzontale. Ciò costituisce la base della radiodiffusione circolare, delle comunicazioni fra navi e delle chiamate di soccorso; vi sono, però, dei casi in cui le comunicazioni devono svolgersi fra due punti fissi ed allora risulta inutile, ed anzi antieconomico, irradiare energia in tutto lo spazio per farne giungere una frazione irrisoria nel punto desiderato. Si sono quindi studiati dei metodi che permettono di concentrare, entro *fasci* relativamente ristretti, l'energia elettromagnetica irradiata: si sono così ottenuti dei sistemi radianti *direttivi* il cui studio è oggetto di questo capitolo.

Per il principio di reciprocità, di cui si è parlato nel n. 11 del Cap. XIV, la stessa antenna la quale presenti proprietà direttive in trasmissione sarà direttiva anche in ricezione, nel senso che sarà in grado di raccogliere l'energia che proviene da una determinata direzione in maniera privilegiata rispetto a tutte le altre direzioni; così all'attitudine discrimi-

matrice fra le frequenze posseduta dal ricevitore (*selettività*) si aggiunge la *direttività* dell'antenna che contribuisce a rendere indipendente la ricezione di una determinata emissione da tutte le altre ed anche a limitare i disturbi di origine esterna, in quanto l'antenna raccoglie solo quelli provenienti dalla direzione privilegiata.

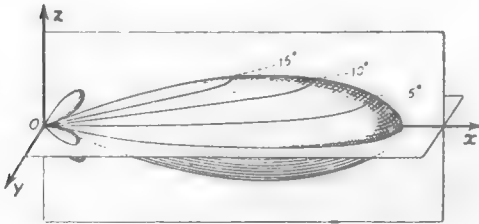


Fig. 1 — Esempio di solido di radiazione di un'antenna direttiva.

n. 2, fig. 5). Nella figura 1 è mostrato, a titolo di esempio, il solido di radiazione di uno dei tipi di antenne direttive che studieremo in seguito. Esso è costituito da un *lobo* principale — che è quello utile agli effetti della trasmissione — e da lobi secondari che rappresentano un'inutile, se pure spesso inevitabile, dissipazione di energia. Nella figura 2 sono mostrate le due sezioni del solido coi piani (z, x) e (y, x) , ossia i *diagrammi di radiazione* negli stessi piani: la lunghezza di un singolo raggio vettore esprime, come sappiamo, il rapporto E/E_M fra l'intensità di campo E corrispondente alla direzione prescelta e l'intensità di campo E_M corrispondente alla direzione di massimo irraggiamento (coincidente in figura con l'asse x). Nel diagramma relativo al piano (z, x) consideriamo le due direzioni a, a' , in corrispondenza alle quali la lunghezza dei raggi vettori è $OA=OB=1/\sqrt{2}=0,707$, e di conseguenza $E/E_M=1/\sqrt{2}$: l'angolo α_1 da esse individuato viene scelto, per definizione, quale misura dell'*apertura del fascio* nel piano (z, x) ; nello stesso modo si determina l'*angolo di apertura* α_2 nel piano (y, x) . Chiameremo dunque *angolo di*

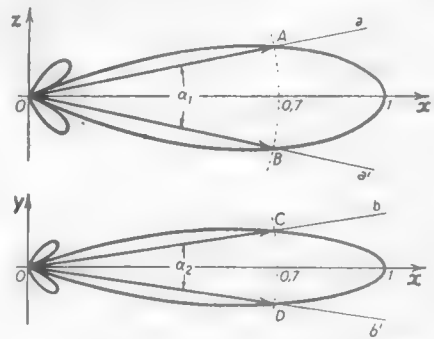


Fig. 2 — Diagrammi di radiazione corrispondenti al solido di figura 1.

apertura del fascio irradiato da una certa antenna, in un determinato piano, l'angolo compreso fra le due direzioni del piano nelle quali l'intensità di campo è 0,707 volte l'intensità massima ⁽¹⁾.

L'angolo di apertura è un dato di grande importanza per le antenne direttive; altri elementi di primaria importanza sono il *guadagno* (Cap. XIV, n. 2) soprattutto per le antenne trasmettenti, e l'*area di intercettazione* (Cap. XIV, n. 12) per le antenne riceventi, legati fra loro dalla relazione:

$$(1) \quad A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}.$$

Ricordiamo che il guadagno G esprime il rapporto P_o/P fra la potenza che occorrerebbe immettere in un radiatore isotropico (P_o) e nell'antenna considerata (P) per ottenere la stessa intensità di campo alla stessa distanza, nella direzione di massimo irraggiamento. L'area equivalente (o area di intercettazione) è un'area fittizia che moltiplicata per la densità di potenza di un'onda, $E^2/2\rho_o$, fornisce la massima potenza che l'antenna ricevente può sottrarre all'onda.

Le antenne direttive si costituiscono fundamentalmente sfruttando i fenomeni della riflessione e dell'interferenza.

2. — Riflettori parabolici e trombe elettromagnetiche.

Il sistema direttivo di comprensione più immediata, per la sua stretta analogia con i proiettori ottici, è quello costituito da un paraboloide di rotazione metallico nel cui fuoco è posto un dipolo a mezz'onda; normalmente il dispositivo è completato da un ulteriore piccolo riflettore che impedisce l'irraggiamento diretto del dipolo concentrando tutta l'energia sullo specchio. È noto che i raggi uscenti dal fuoco di un paraboloide di rotazione dopo riflessione sulla sua superficie risultano paralleli fra loro ed all'asse del paraboloide (fig. 3); in pratica effetti di diffrazione ai bordi rendono il fascio leggermente divergente, così che il solido di radiazione è del tipo di figura 1. L'angolo di apertura α nel piano equatoriale del dipolo è più piccolo (circa 0,8 volte) di quello nel piano contenente il dipolo a causa delle diverse proprietà radianti del dipolo nei due piani:

⁽¹⁾ - Dalla formula (6) del Cap. XIV, n. 1, appare agevolmente che la densità di potenza nelle due direzioni considerate è metà di quella corrispondente alla direzione di massimo.

la sua espressione approssimativa in gradi è $\alpha = 60^\circ \lambda/R$, dove λ è la lunghezza d'onda ed R il raggio di apertura del paraboloide. Si comprende come sia possibile ottenere fasci

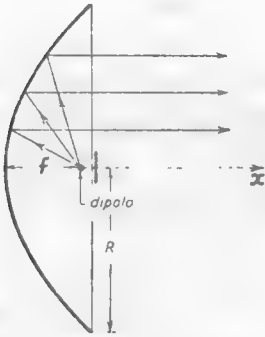


Fig. 3 — Riflettore parabolico.

stretti solo se λ è molto piccolo, perchè altrimenti le dimensioni dello specchio risulterebbero troppo grandi. Con uno specchio di 1 m di diametro si ottiene un angolo di apertura di $2,4^\circ$ operando su una lunghezza d'onda di 2 cm e di 12° operando su 10 cm. Se si volesse ottenere un simile angolo operando sulla lunghezza d'onda di 1 m occorrerebbe uno specchio del diametro di 10 m.

Anche il guadagno è naturalmente legato all'apertura dello specchio; in condizioni ideali, in cui tutta l'energia irradiata dal dipolo è inviata uniformemente sullo specchio parabolico, l'espressione del guadagno è:

$$(1) \quad G = 4\pi \frac{A_b}{\lambda^2},$$

dove A_b è l'area di bocca dello specchio. L'area di intercettazione (n. 1, form. 1) risultante è:

$$(2) \quad A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} = A_b.$$

In condizioni ideali, dunque, l'area di intercettazione di questa antenna direttiva coincide con l'area di bocca. Ciò ha un significato assai intuitivo: infatti, l'effetto del riflettore è quello di tagliare, per così dire, una *fetta* dell'onda incidente uguale all'area della sua bocca, concentrando l'energia contenuta in tale fetta sul dipolo posto nel fuoco.

Oltre al paraboloide di rotazione si usano altri tipi di riflettori, a cilindro parabolico, a *spicchio di arancio* o con forme opportunamente studiate per ottenere particolari effetti di direttività.

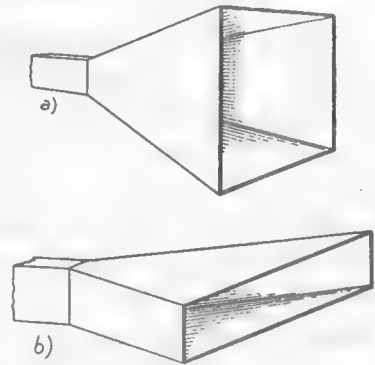


Fig. 4 — Tromba elettromagnetica piramidale (a) ed a settore (b).

Come in acustica per rendere direttiva un'emissione si fa uso di una tromba (ad esempio nel megafono), così è possibile ottenere fasci direttivi di onde e. m. mediante l'uso di trombe metalliche adattate alla bocca di risuonatori a cavità o di guide d'onda: si usano trombe piramidali (fig. 4 a) o, più spesso, del tipo cosiddetto a settore (fig. 4 b). Per ottenere con le trombe guadagni notevoli occorre che l'area di bocca e la profondità siano assai grandi di fronte alla lunghezza d'onda; ciò praticamente restringe l'uso delle *trombe elettromagnetiche* al solo campo delle microonde.

3. — Allineamenti di radiatori.

Nei riflettori e nelle trombe viene sfruttata la riflessione delle onde elettromagnetiche nello stesso modo usato per la luce ed il suono; un'altra importante classe di sistemi direttivi sfrutta un fenomeno ben noto dall'acustica e dall'ottica: *l'interferenza*. È noto — e noi l'abbiamo richiamato nel n. 5 del Cap. XIV — che due sorgenti luminose coerenti, molto vicine fra loro, producono su uno schermo regioni alternativamente chiare ed oscure (frange di interferenza): praticamente lo spazio risulta diviso in regioni alternativamente buie e luminose. Le regioni di luce sono quelle nelle quali la differenza di cammino ottico dalle due sorgenti è un multiplo pari di mezza lunghezze di onda, nelle quali quindi le oscillazioni prodotte dalle due sorgenti sono in fase; le regioni oscure sono quelle nelle quali la differenza di cammino ottico è un multiplo dispari di mezza lunghezze d'onda ed in cui, quindi, le oscillazioni arrivano in opposizione di fase e si elidono fra loro.

È chiaro che si potrà avere interferenza solo se le sorgenti di oscillazione conservano una ben determinata relazione di fase loro (oscillazioni *coerenti*) ed inoltre se i vettori elettrici (e magnetici) prodotti in un determinato punto da due sorgenti non sono ortogonali fra loro: i fenomeni più cospicui si avranno se i sopradetti vettori sono ugualmente orientati, ossia se le onde sono ugualmente polarizzate. In radiotecnica ciò si ottiene mediante radiatori lineari — generalmente dipoli a mez-

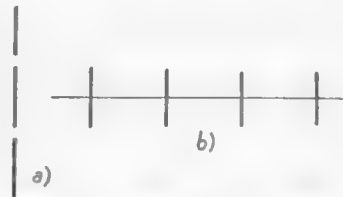


Fig. 5 — Allineamento colineare (a) e parallelo (b).

z'onda — aventi tutti la medesima giacitura ed alimentati dallo stesso trasmettitore. I radiatori si dispongono in *allineamenti colineari* (fig. 5 a) ed in *allineamenti paralleli* (fig. 5 b).

Scegliendo opportunamente il numero, la distanza e la fase dei radiatori e combinando fra loro vari allineamenti è possibile generalmente ottenere la voluta direttività. Esamineremo nei prossimi paragrafi le proprietà degli allineamenti; notiamo che mentre in figura i radiatori sono verticali, essi possono in realtà avere una giacitura qualsiasi purchè essa sia la stessa per tutti.

4. — Allineamento di dipoli colineari.

L'allineamento colineare di dipoli è costituito da un certo numero di dipoli a mezz'onda disposti in linea retta, l'uno di seguito all'altro ed

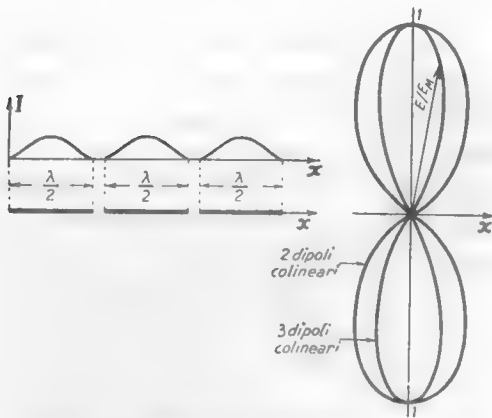


Fig. 6 — Diagrammi di radiazione di allineamenti colineari con 2 e 3 dipoli a mezz'onda.

oscillanti tutti in fase. Ricordando quanto si è visto nel n. 5 del Cap. XIV, si comprende come in ogni direzione normale all'allineamento l'intensità di campo sia massima. Il solido di radiazione è un solido di rivoluzione avente come asse l'allineamento stesso: il diagramma di radiazione in un piano normale all'allineamento è un cerchio mentre in un piano qualunque passante per l'allineamento è un diagramma ad 8, tanto più stretto quanto maggior è il numero

dei dipoli. Nella figura 6 sono mostrati i diagrammi ad 8 dell'allineamento colineare di due e tre dipoli a mezz'onda.

Per comprendere come si possa effettuare l'alimentazione dei dipoli dell'allineamento, che devono oscillare tutti in fase, si consideri un filo di lunghezza multipla dispari di $\lambda/2$, in onde stazionarie; esso può pensarsi suddiviso in tanti dipoli a mezz'onda che oscillano alternativamente con fase opposta (fig. 7 a). Ripiegando un dipolo ogni due su se stesso, così da dar luogo ad un tronco di linea in quarto d'onda (fig. 7 b), il regime

stazionario non è modificato ed i dipoli rimasti inalterati costituiscono il desiderato allineamento colineare. Questo metodo è usato specialmente nel campo delle onde ultracorte; nelle onde corte è qualche volta usato un metodo analogo (*antenna Marconi-Franklin*) consistente nell'eliminare un dipolo ogni due, sostituendolo con un circuito risonante equivalente, in pratica costituito da una sola bobina che risuona con la sua induttanza e capacità distribuita.

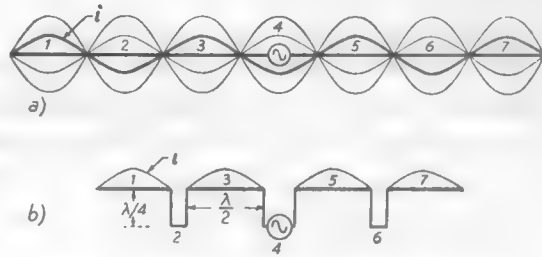


Fig. 7 — Metodo di alimentazione di un allineamento colineare mediante tronchi di linea in quarto d'onda ⁽²⁾.

5. — Allineamento di dipoli paralleli non in fase - Antenna Yagi.

Consideriamo due dipoli a mezz'onda paralleli e distanti fra loro $\lambda/4$, le cui correnti siano di uguale ampiezza ma sfasate di 90° fra loro. Il campo nei vari punti dello spazio risulta dalla somma dei campi dei due dipoli, compiuta tenendo conto dello sfasamento esistente fra le oscillazioni dei dipoli e dello sfasamento derivante dalle eventuali differenze di percorso. Consideriamo la situazione nei punti di un piano normale ai due dipoli; nella figura 8 i punti A, B indicano le sezioni dei dipoli col detto piano. Nel punto P_1 , nella direzione dell'allineamento e nel verso delle fasi decrescenti, le radiazioni delle due antenne giungono in fase e si sommano;

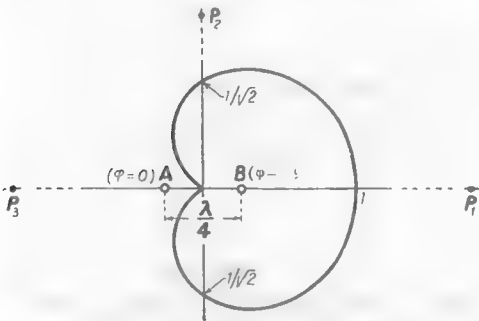


Fig. 8 — Dipoli paralleli distanti $\lambda/4$ ed oscillanti in quadratura: A, $\varphi = 0^\circ$; B, $\varphi = 90^\circ$.

⁽²⁾ - La curva *i* indica l'andamento della corrente nel conduttore ad un determinato istante; le altre tre sinusoidi si riferiscono a tre istanti diversi.

infatti la radiazione parte da A in anticipo di fase di un quarto di periodo rispetto a quella di B , ma impiega tale quarto di periodo a percorrere la distanza AB , per cui in P_1 , ed in tutti i punti che si trovano nelle medesime condizioni, le due radiazioni sono in fase e producono intensità di campo doppia di quella di ciascun dipolo. In P_3 , invece, le due radiazioni arrivano in opposizione di fase e si elidono; infatti la radiazione partita da B arriva in P_3 con un ritardo di fase, rispetto a quella

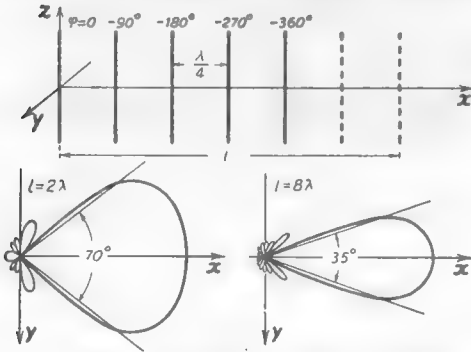


Fig. 9 — Allineamento di dipoli paralleli distanti $\lambda/4$ ed oscillanti con fasi progressivamente ritardate di 90° (*end-fire*).

partita da A , di 90° dovuto all'oscillazione che l'ha generata e di un altro quarto di periodo dovuto al cammino percorso da B ad A , cioè con un ritardo complessivo di 180° . Il punto P_3 , invece, è equidistante da A e B e perciò le radiazioni arrivano in esso con la relazione di fase con cui sono partite, cioè in quadratura; il campo in P_3 sarà, perciò, $\sqrt{2}$ volte il campo prodotto da ciascuna antenna. Nella direzione ortogonale all'alli-

neamento il campo ha perciò un'ampiezza pari a $1/\sqrt{2}$ volte quella che si ha nella direzione e verso di massima irradiazione; ne deriva che l'angolo di apertura del fascio è 180° . Il semplice allineamento descritto si usa ogni volta che occorre che la radiazione avvenga in un sol verso senza preoccuparsi molto della direttività.

La direttività diviene assai acuta se l'allineamento è costituito non da due soli dipoli ma da un certo numero di essi, distanti fra loro $\lambda/4$ ed oscillanti con fasi progressivamente ritardate di 90° ; nella figura 9 è schematicamente mostrata la costituzione di un tale allineamento (denominato *end-fire*) e ne sono indicati i diagrammi di radiazione, col relativo angolo di apertura, in un piano normale all'allineamento, per due diversi valori della lunghezza del medesimo ($l=2\lambda, 8\lambda$). Effetti direttivi analoghi si otterrebbero con sfasamenti diversi fra i vari dipoli pur di variare corrispondentemente la distanza fra di essi.

L'allineamento descritto presenta la difficoltà dell'alimentazione dei vari dipoli con fase diversa. Un'interessante semplificazione costruttiva

si ha *alimentando uno solo dei dipoli* e lasciando completamente isolati gli altri; l'alimentazione di questi dipoli isolati, che si chiamano *parassiti*, avviene indirettamente, per induzione da parte del campo e. m. prodotto dal dipolo alimentato. Per ottenere il necessario sfasamento fra il dipolo alimentato ed i radiatori parassiti si gioca sulla loro lunghezza e spaziatura; nel caso semplice di un sol radiatore parassita disposto ad una distanza $d \leq \lambda/4$ dal dipolo alimentato, la corrente in esso risulta sfasata in anticipo o ritardo a seconda che la sua lunghezza l è maggiore o minore di $\lambda/2$. Variando l e d si può ottenere una grande varietà di diagrammi di radiazione. I risultati più utili si ottengono quando la distanza fra i due dipoli è $0,1 \div 0,15 \lambda$: in tali condizioni (fig. 10), se il radiatore parassita ha lunghezza maggiore di $\lambda/2$

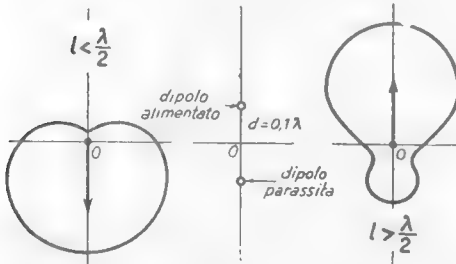


Fig. 10 — Diagrammi di radiazione ottenibili con l'uso di un dipolo parassita di lunghezza l posto a distanza $0,1\lambda$ dal dipolo alimentato.

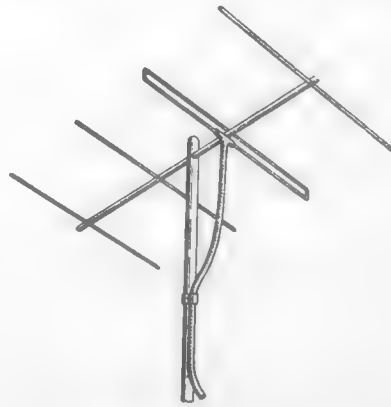


Fig. 11 — Antenna Yagi con un riflettore, due direttori ed un dipolo piegato alimentato da una linea bifilare.

si ha un verso privilegiato di radiazione che va dal radiatore parassita (detto in tal caso *riflettore*) verso il dipolo alimentato; se invece il dipolo parassita è più corto di $\lambda/2$, il verso preferito va dal dipolo alimentato al parassita, che in tal caso prende il nome di *direttore*. Un'importante applicazione delle proprietà dei radiatori parassiti si ha nell'*antenna Yagi*, molto usata nel campo delle onde ultracorte, specialmente come antenna ricevente. Essa è costituita da un dipolo — spesso consistente in un dipolo piegato (Cap. XIV, n. 10) — collegato ad una linea bifilare, un dipolo riflettore ed uno o più direttori (fig. 11); ne è ben nota l'applicazione ai ricevitori per la modulazione di frequenza e per la televisione.

6. — Allineamento di dipoli paralleli in fase - Cortine di dipoli.

Consideriamo due dipoli a mezz'onda paralleli e distanti fra loro $\lambda/2$, le cui correnti siano di uguale ampiezza e fase; essi sono rappresentati nella figura 12 dai due punti A, B che ne indicano le sezioni con un piano normale. In un punto qualsiasi nella direzione dell'allineamento, ad esempio nel punto P_1 , le radiazioni dei due dipoli giungono in opposizione di fase, perchè la differenza di percorso è di mezza lunghezza d'onda, e perciò danno risultante nulla. In un punto P_2 , invece, nella direzione normale all'allineamento, le radiazioni delle due antenne giungono in

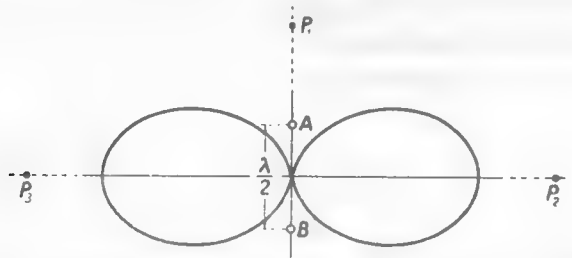


Fig. 12 — Diagramma di radiazione di un sistema di due dipoli paralleli, in fase, distanti fra loro $\lambda/2$.

fase e producono un'intensità di campo doppia di quella di un singolo dipolo; nella figura 12 è mostrato il diagramma di radiazione del sistema dei due dipoli, quale si ottiene determinando la risultante dei campi nelle varie direzioni.

Qualitativamente le cose non cambiano se invece di due dipoli si considera un allineamento di n dipoli paralleli ed in fase distanti fra loro $\lambda/2$; ma i lobi del diagramma di radiazione divengono tanto più stretti quanto maggiore è il numero n . Questo tipo di allineamento (che è detto *broadside*) ha un buon guadagno e la sua alimentazione, come vedremo, è assai facile; ma esso ha l'inconveniente di irradiare energia in entrambi i versi della direzione ad esso normale (P_2, P_3 , nella figura 12), mentre di solito occorre dirigere il fascio in un verso soltanto. L'inconveniente è però agevolmente eliminabile disponendo parallelamente all'allineamento, dalla parte in cui si vuole evitare la radiazione, una superficie riflettente costituita da una lastra metallica (qualche volta è sufficiente una rete metallica sostenuta da un telaio); i migliori risultati si ottengono disponendo la superficie riflettente alla distanza di un quarto

di lunghezza d'onda dai dipoli (fig. 13). Un'antenna così fatta ha un diagramma di radiazione assai acuto nel piano normale ai dipoli (piano zy); ma in un piano passante per i dipoli (piano zx) la direttività è la medesima di quella di un dipolo isolato. Se si vuole ottenere un diagramma direttivo anche in tale piano si sfruttano le proprietà degli allineamenti colineari (n. 4); si attua cioè un'antenna del tipo della figura 13 in cui però *al posto di ciascun dipolo vi è un allineamento colineare di dipoli*, come è mostrato nella figura 14. Tutti i dipoli di quest'antenna, che è

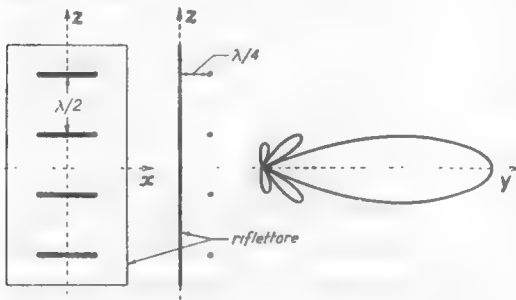


Fig. 13 — Allineamento di dipoli paralleli e in fase con riflettore piano.



Fig. 14 — Cortina di dipoli: 4 allineamenti colineari di 4 dipoli.

detta comunemente *cortina di dipoli*, sono percorsi da correnti di uguale ampiezza e fase; essa assicura un'ottima direttività sia in un piano parallelo ai dipoli che in un piano normale. Se N è il numero complessivo dei dipoli, il guadagno della cortina, dotata di riflettore piano, è circa $2N$ volte il guadagno 1,65 del dipolo isolato (Cap. XIV, n. 7), cioè:

$$(1) \quad G \cong 2N \cdot 1,65 \cong 3,3N .$$

L'area equivalente della cortina, usata quale antenna ricevente, risulta:

$$(2) \quad A = G \frac{\lambda^2}{4\pi} \cong \frac{3,3}{\pi} N \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2 \cong N \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2 ;$$

se N è abbastanza grande, A non è molto diversa dall'area effettivamente occupata dalla cortina, come può numericamente verificarsi.

L'alimentazione della cortina è assai semplice e sfrutta le proprietà di una linea bifilare in regime stazionario. In una linea aperta ad un estremo, i ventri ed i nodi di tensione si susseguono, a partire da tale estremo, nel modo indicato nella figura 15 a), derivata dalla figura 12 b)

del Cap. XIII (n. 7): la tensione fra A e B è sempre in opposizione di fase con la tensione fra C e D (ventre successivo) e così via. Nei punti A e B ,

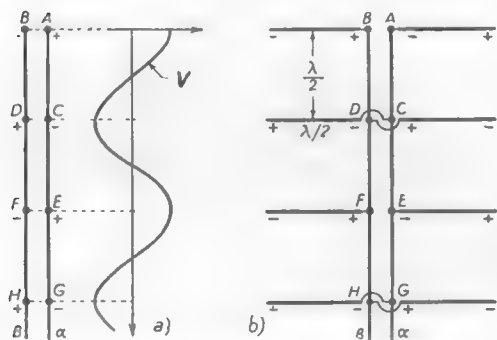


Fig. 15 — Per comprendere il metodo di alimentazione di una cortina di dipoli.

C e D , ecc., si collegano gli estremi adiacenti di un gruppo di coppie colineari di dipoli ed in maniera analoga si procede per gli altri gruppi di cui la cortina è composta servendosi di altre linee in regime stazionario identico. Se il collegamento dei dipoli ai conduttori della linea è compiuto in maniera alterna, come è indicato nella figura 15 b), i dipoli risultano alimentati (nel proprio

ventre di tensione) tutti in fase fra loro; i segni + e - indicati in figura (riferentesi ad un determinato istante) aiutano a comprendere ciò agevolmente.

Le cortine di dipoli, così come le altre antenne direttive finora esaminate, sono soprattutto usate nel campo delle onde ultracorte (cortine, antenne Yagi) e delle microonde (riflettori e trombe e.m.); nel campo delle onde corte si preferisce attualmente adottare, in genere, le cosiddette *antenne rombiche* che ora studieremo.

7. — Antenne rombiche.

Un conduttore percorso da corrente alternata a radiofrequenza, qualunque siano la sua forma e le sue dimensioni, irradia sempre energia elettromagnetica nello spazio; solamente, affinché l'energia irradiata abbia entità non trascurabile, occorre che la dimensione del conduttore sia dello stesso ordine della lunghezza d'onda e che nelle sue immediate vicinanze non vi siano altri conduttori percorsi da corrente in opposizione di fase (come nelle linee bifilari con conduttori molto vicini).

Soddisfa alle condizioni dette un filo di lunghezza pari a qualche λ , teso parallelamente al suolo ad una distanza dell'ordine di λ . Su tale filo è possibile la propagazione di un'onda progressiva di corrente e di tensione collegando fra un estremo e terra (fig. 16) un generatore e fra l'altro estremo e terra una particolare resistenza R_c che gioca il ruolo

della resistenza caratteristica nelle linee bifilari ⁽³⁾. La corrente nel conduttore provoca la nascita di onde e. m. che si irradiano nel semispazio superiore al suolo. I diagrammi di radiazione che ne risultano in un piano orizzontale e verticale sono mostrati nella figura 16; l'angolo α e l'ampiezza dei lobi diminuiscono all'aumentare della lunghezza dell'antenna di fronte alla lunghezza d'onda; l'angolo β dipende invece soprattutto dall'altezza dell'antenna sul suolo. Questa antenna, che ha l'interessante proprietà di *funzionare in onde progressive* e quindi di potere operare su qualunque frequenza, trova qualche appli-

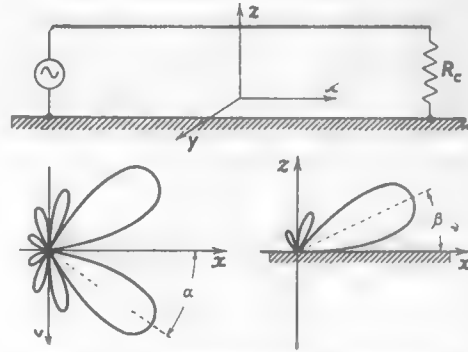


Fig. 16 — Antenna Beverage: diagrammi di radiazione.

cazione in ricezione (*antenna Beverage*), ma la sua importanza risiede soprattutto nel fatto che essa è l'elemento costitutivo dell'antenna rombica, che è l'antenna direttiva più usata nel campo delle onde corte.

L'antenna rombica può considerarsi una linea bifilare in regime progressivo, chiusa sulla sua impedenza caratteristica, in cui i conduttori sono divaricati in modo da costituire un rombo $ABCD$ (fig. 17) parallelo al suolo.

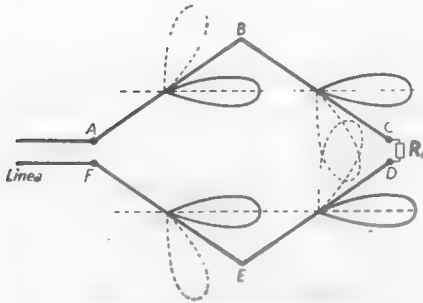


Fig. 17 — Antenna rombica.

Ciascuno dei lati del rombo è un'antenna in onde progressive del tipo precedentemente esaminato; regolando opportunamente gli angoli al vertice del rombo e la lunghezza dei suoi lati si ottiene che i due lobi interni dei diagrammi di radiazione dei lati AB ed FE risultino paralleli fra

loro ed orientati come quelli esterni dei lati BC ed ED . Si trova poi

⁽³⁾ - In effetti il conduttore parallelo al suolo e la sua immagine costituiscono una vera e propria linea bifilare, con conduttori assai più discosti del normale.

che le altre due coppie di lobi, rispettivamente esterni ed interni (tratteggiati in figura), danno globalmente effetto nullo; ne risulta un diagramma di radiazione complessivo nel piano orizzontale che è costituito da un lobo diretto secondo la diagonale del rombo che dalla linea di alimentazione va alla resistenza (fig. 18). L'apertura del lobo ed il guadagno dipendono dalla lunghezza dei lati nei confronti della lunghezza d'onda e dall'angolo Φ (fig. 18).

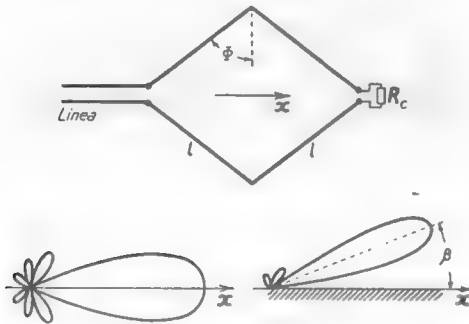


Fig. 18 — Diagrammi di radiazione dell'antenna rombica.

Con lati lunghi da due a quattro lunghezza d'onda si possono ottenere guadagni dell'ordine di $20 \div 40$. Nel piano verticale il diagramma di radiazione è costituito da un lobo inclinato sull'orizzonte di un angolo β (fig. 18) che dipende dall'altezza dell'antenna sul suolo e dagli altri elementi costitutivi. La scelta dell'angolo β è molto importante per le comunicazioni a grande distanza (che utilizzano la propagazione ionosferica) per potere realizzare il

percorso più opportuno dell'onda e quindi le condizioni più favorevoli in ricezione. L'altezza h è sufficiente che sia dell'ordine di mezza od una lunghezza d'onda: a titolo di esempio con $l=2\lambda$, $h=0,73\lambda$, $\Phi=78^\circ$ l'angolo β è 20° circa; esso diminuisce al crescere di λ .

Data l'altezza relativamente modesta a cui può essere tesa l'antenna, i sostegni possono essere costituiti con pali di legno, per cui la costruzione è poco dispendiosa. La linea di alimentazione ha spesso la resistenza caratteristica di 800Ω e tale deve essere il valore della resistenza R_c che chiude l'antenna; essa è in generale costituita con un cilindro di carbone o di grafite e deve essere in grado di dissipare circa una metà della potenza immessa nell'antenna. Nonostante tale dissipazione, il vantaggio di questa antenna è — come si è detto — assai notevole date le sue ottime proprietà direttive (*).

L'antenna rombica è usata altrettanto bene in ricezione come in tra-

(*) - Per maggiori particolari sulle antenne rombiche vedere: G. BRONZI - *Linee di trasmissione ed antenne* (Ed. C. Cursi, Pisa).

smissione; nell'uno e nell'altro caso costituisce, come si è già detto, la più semplice ed efficace antenna direttiva per onde corte con l'enorme vantaggio, rispetto a tutte le altre, di essere aperiodica, cioè praticamente di poter essere usata in tutta una vasta gamma di frequenze.

8. — Antenne a telaio.

Di tipo completamente diverso dalle antenne finora studiate sono i cosiddetti *telai* usati soprattutto in ricezione, nei *radiogoniometri*. Mentre le antenne finora viste costituiscono circuiti elettricamente aperti, i *telai* sono circuiti chiusi, del tipo di un normale circuito oscillatorio, in cui però la bobina ha dimensioni relativamente grandi, ma sempre assai modeste di fronte alla lunghezza d'onda su cui il circuito è accordato; così nei *telai* indicati schematicamente nella figura 19 i lati ed il diametro potranno avere la lunghezza di $1 \div 1,5$ m, mentre la lunghezza d'onda di lavoro può essere dell'ordine di parecchie centinaia di metri. La forma del telaio, nonostante possa essere assai varia, è sempre riconducibile ad un'unica spira rettangolare, disposta in un

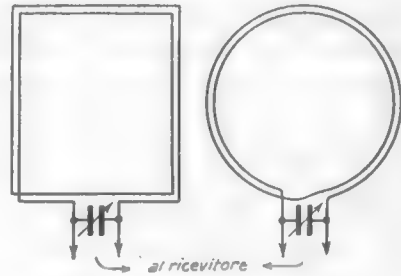


Fig. 19 — Antenne a telaio.

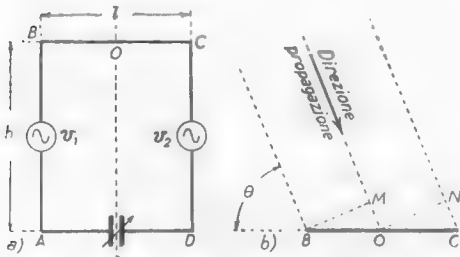


Fig. 20 — Per calcolare la f. e. m. indotta nel telaio.

piano verticale e di solito girevole attorno al proprio asse di simmetria verticale. Allorchè il telaio è investito da un'onda il cui vettore elettrico, \vec{E} , sia verticale (onda polarizzata verticalmente), i lati verticali del telaio divengono sede di f. e. m. indotte v_1 e v_2 , di uguale ampiezza, com'è schematicamente indicato nella figura 20 a); in se-

rie al circuito del telaio agisce così complessivamente la f. e. m. $v = v_1 - v_2$. Allorchè la direzione di propagazione dell'onda è normale al piano del telaio, cioè l'angolo θ (fig. 20 b) è retto, le due f. e. m. hanno la stessa fase ed avendo anche la stessa ampiezza la loro differenza è nulla; nes-

suna f. e. m. è perciò presente nel telaio. Allorchè, invece, la direzione di propagazione forma un angolo diverso da 90° , le f. e. m. indotte nei due lati sono sfasate fra loro e la loro differenza non è più nulla; tale differenza, e quindi anche la f. e. m. complessivamente presente nel telaio, è massima quando la direzione di propagazione è parallela al piano del telaio, cioè quando è $\Theta=0$.

Per poter calcolare la f. e. m. indotta nel telaio in corrispondenza ad un generico angolo Θ e per ricavare altre importanti proprietà del telaio, consideriamo un conduttore di altezza h , parallelo ai lati verticali del telaio e disposto nella mezzeria del telaio stesso; nella figura 20 b) esso è rappresentato dal punto O . Detta E l'ampiezza del campo elettrico in O , l'ampiezza V_o della f. e. m. indotta nel conduttore verticale passante per O è $V_o = hE$; scelta come fase di riferimento — posta uguale a zero — quella di tale f. e. m., l'espressione di questa sarà:

$$(1) \quad v_o = hE \operatorname{sen} \omega t .$$

Le f. e. m. indotte nei lati AB e DC del telaio saranno sfasate rispetto a v_o di uno stesso angolo φ in anticipo ed in ritardo (nelle condizioni di figura), in quanto i tempi impiegati dall'onda per giungere in B ed in C sono diversi fra loro e da quello impiegato per giungere in O . Le espressioni di v_1 e v_2 sono perciò:

$$(2) \quad v_1 = hE \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) \quad ; \quad v_2 = hE \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) .$$

Poichè le differenze di percorso che danno origine allo sfasamento φ sono $MO = NC = (l/2) \cos \Theta$ e, d'altra parte, sappiamo (Cap. XIII, n. 2) che ad una differenza di percorso pari a λ corrisponde uno sfasamento di 2π , lo sfasamento φ avrà, in proporzione ⁽⁵⁾, il valore:

$$(3) \quad \varphi = \frac{\pi l \cos \Theta}{\lambda} .$$

La f. e. m. complessivamente indotta nel telaio potrà scriversi per le (2):

$$(4) \quad v = v_1 - v_2 = hE [\operatorname{sen}(\omega t + \varphi) - \operatorname{sen}(\omega t - \varphi)] ,$$

⁽⁵⁾ - $\varphi : 2\pi = \frac{l}{\lambda} \cos \Theta$.

da cui, per una nota formula di trigonometria, si ricava:

$$(5) \quad v = 2hE \cos \omega t \operatorname{sen} \varphi .$$

Per la (3) si ha allora:

$$(6) \quad v = 2hE \cos \omega t \operatorname{sen} \frac{\pi l \cos \Theta}{\lambda} .$$

In pratica le dimensioni del telaio sono così piccole di fronte alla lunghezza d'onda che l/λ è molto minore di 1 ed il termine $\operatorname{sen}(\pi l \cos \Theta/\lambda)$ può scriversi, senza errore apprezzabile, $\pi l \cos \Theta/\lambda$.

La (6) diviene allora:

$$(7) \quad v = 2\pi \frac{lhE}{\lambda} \cos \Theta \cos \omega t .$$

Osservando che il prodotto lh esprime l'area del telaio, che indicheremo con a , la f.e.m. complessivamente indotta nel telaio assume l'espressione definitiva:

$$(8) \quad v = 2\pi \frac{aE}{\lambda} \cos \Theta \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) .$$

Osserviamo che tale f.e.m. è sfasata di 90° rispetto a quella indotta nel conduttore verticale passante per O (form. 1); la sua ampiezza:

$$(9) \quad V = 2\pi \frac{aE}{\lambda} \cos \Theta ,$$

è funzione di Θ . Essa è massima allorchè $\Theta=0$ e nulla allorchè $\Theta=90^\circ$, come avevamo in precedenza ammesso. Nella figura 21 è riportato il *diagramma di ricezione* nel piano orizzontale che è la rappresentazione polare della (9).

Allorchè il telaio è costituito da n spire la f.e.m. risulta n volte maggiore; essa però è in generale sempre assai piccola ⁽⁶⁾ per cui l'effi-

(6) - Nel Cap. XIV, n. 11 abbiamo visto che l'ampiezza della f.e.m. indotta in una antenna verticale di altezza efficace h_{eff} è espressa da $V = E h_{eff}$. Anche la f.e.m. indotta nel telaio, in condizioni di massima ricezione ($\Theta=0$), può essere posta nella stessa forma pur di porre $h_{eff} = 2\pi n a/\lambda$, essendo n il numero delle spire. Se, ad esempio, è $\lambda = 100$ m, $n = 10$, $a = 1$ m², l'altezza efficace del telaio risulta 60 cm: molto piccola, quindi, e ciò giustifica l'asserzione che la f.e.m. indotta è sempre assai piccola (tenendo presente che il telaio non può essere usato per onde molto corte ed inoltre il numero delle spire non può elevarsi molto).

cazia del telaio come antenna ricevente (o trasmittente) è molto modesta. L'utilità pratica del telaio sorge dalle sue piccole dimensioni, che lo rendono assai maneggevole, e dalle sue caratteristiche direzionali. In realtà la direttività è molto modesta, come mostra il diagramma di ricezione, ma, ciononostante, è possibile — ruotando il piano del telaio —

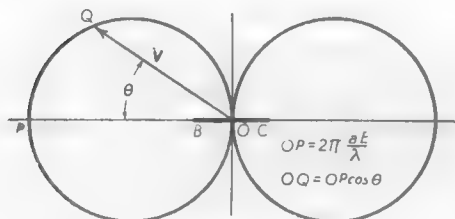


Fig. 21 — Diagramma di ricezione del telaio (piano orizzontale).

è basato il tipo più diffuso di *radiogoniometro* che esamineremo nel prossimo paragrafo; notiamo fin d'ora che essendo il diagramma della figura 21 simmetrico rispetto al piano del telaio, è possibile determinare la direzione di propagazione ma non il verso di provenienza. Occorre perciò integrare il telaio con un sistema capace di risolvere l'incertezza di 180° derivante dalla sopradetta simmetria; lo scopo si raggiunge approfittando del fatto che ruotando il telaio attorno ad un asse verticale si hanno due massimi dell'ampiezza della f. e. m. v , corrispondenti ai valori 0° e 180° di θ (figg. 20-21), e che le f. e. m. in tali posizioni pur essendo uguali in ampiezza, sono però in opposizione di fase (⁷). Se alla f. e. m. che nasce nel telaio se ne aggiunge un'altra avente la stessa ampiezza, ma la cui fase non vari al variare dell'orientazione del telaio, la f. e. m. risultante avrà, al variare dell'orientazione del telaio, un solo massimo di ampiezza invece di due, come si

individuare con discreta esattezza la direzione di provenienza delle onde, valendosi del fatto che l'annullamento della f. e. m. v (allorchè il telaio è normale alla direzione di propagazione) avviene in maniera molto acuta a causa della forma a cuspide rientrante del diagramma di ricezione vicino allo zero. Su questo principio

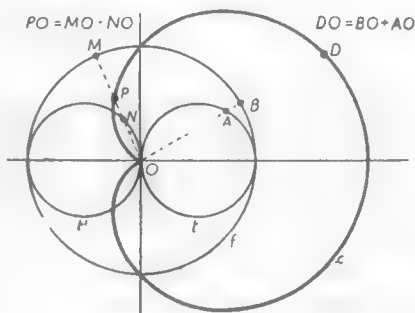


Fig. 22 — Diagramma di ricezione a cardioidi.

(⁷) - Come è mostrato nella formula (8) tenendo conto che è: $\cos 0 = 1$, $\cos \pi = -1$.

vede esaminando il diagramma della figura 22, dove le due circonferenze t, t' costituiscono il diagramma di ricezione del telaio, la circonferenza f (di centro O e di raggio uguale al diametro delle prime) sta a rappresentare la f.e.m. aggiunta, che è sempre la stessa qualunque sia l'orientazione. Se per ogni raggio uscente da O si sommano ai raggi di f i segmenti intercettati su t e t' , i primi col segno positivo ed i secondi col segno negativo (per la sopradetta opposizione di fase), si perviene alla *cardioide* C che è il diagramma di ricezione risultante, con un massimo in un sol verso.

La creazione della f.e.m. di fase costante può essere affidata ad una antenna unifilare verticale, la quale nel piano orizzontale è omnidirezionale; se essa è disposta in corrispondenza alla mezzeria del telaio, il suo comportamento è quello stesso del conduttore passante per O (fig. 23) dianzi considerato. Abbiamo visto che la f.e.m. indotta nel telaio è sfasata di 90° rispetto a quella che nasce

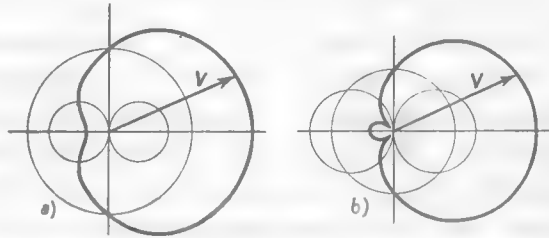


Fig. 23 — Deformazioni dei diagrammi a cardioide.

nell'antenna; occorre perciò sfasare anche questa di 90° , con opportuno circuito sfasatore, onde risulti in fase (od in opposizione) con la f.e.m. del telaio. L'applicazione contemporanea al ricevitore delle due f.e.m. dà luogo al voluto diagramma di ricezione a cardioide.

In pratica è ben difficile che, come nella figura 22, la f.e.m. che l'antenna introduce nel circuito del telaio abbia la stessa ampiezza di quella prodotta nel telaio dall'onda in arrivo; a seconda che la prima è maggiore o minore della seconda si ottengono i diagrammi di ricezione a) o b) della figura 23. Essi sono ancora nettamente dissimmetrici e permettono perciò di individuare il verso da cui proviene l'onda; non sono invece adatti a definire con esattezza la direzione di propagazione col metodo dell'annullamento della ricezione. Perciò è conveniente eseguire questa determinazione col solo telaio senza antenna ausiliaria, per poi introdurla in un secondo tempo onde determinare il verso.

L'applicazione di questi principi non è priva di difficoltà; accenneremo al fatto che se i due lati verticali del telaio non sono esattamente

uguali le f. e. m. che in essi nascono non hanno uguale ampiezza e perciò la loro differenza non è mai nulla; tutto avviene come se alla f. e. m. del telaio fosse sovrapposta la f. e. m. di un'antenna di tipo ordinario la quale non dipende dall'orientazione del telaio ed inoltre, come sappiamo, è sfasata di 90° rispetto alla prima. In tali condizioni il diagramma

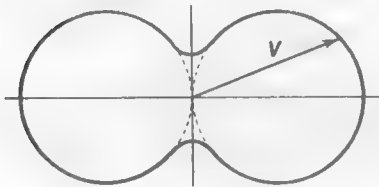


Fig. 24 — Deformazione del diagramma a 8 derivante da effetto di antenna.

di ricezione risulta del tipo della figura 24; esso non presenta più la caratteristica forma a 8, così agevole per individuare la direzione di provenienza fondandosi sull'azzeramento del segnale ricevuto. Non è necessario che i lati del telaio siano materialmente diversi per provocare questo stato di cose che prende il nome di *effetto di antenna*; è sufficiente una

qualsiasi dissimmetria elettrica del telaio o del circuito di ingresso del ricevitore per provocarlo. È però possibile mediante accurata simmetrizzazione del telaio e dei circuiti ad esso connessi e con altri accorgimenti, su cui non possiamo soffermarci ⁽⁸⁾, contenere tale effetto entro limiti molto piccoli.

9. — Il radiogoniometro.

Il compito del radiogoniometro è *la determinazione della direzione e del verso in cui si trova una stazione radiotrasmittente*: individuata la direzione e il verso di due stazioni di cui sia esattamente nota la posizione geografica, risulta possibile stabilire sulla carta il proprio punto; viceversa se due stazioni radiogoniometriche (ad esempio terrestri) riescono a determinare la direzione e il verso di una stazione emittente (ad esempio una nave) risulta fissata la posizione di quest'ultima.

La radiogoniometria si basa sulla ricezione direttiva dell'onda di superficie di una stazione radio che, almeno approssimativamente, è sempre polarizzata verticalmente (Cap. XV, n. 2). Abbiamo visto nel paragrafo precedente che un telaio è in grado di ricevere tale onda, di

(8) - L. SACCO - *Radiogoniometria*, Cap. XVIII, pag. 227, (Ed. U. Hoepli, Milano, 1946).

individuare la direzione e, coll'ausilio di un'antenna normale, anche il verso. Il procedimento seguito per radiogoniometrare una stazione trasmittente è il seguente: si sintonizza il ricevitore, alla cui entrata è collegato il telaio, sulla stazione stabilita e ruotando il telaio attorno ad un asse verticale si individua la direzione di propagazione dell'onda, basandosi sul minimo di ricezione. Si passa poi alla determinazione del verso valendosi dell'antenna ausiliaria; il verso di provenienza dell'onda è quello in cui si ha la massima intensità di ricezione.

10. — Errori di rilevamento nel radiogoniometro.

La determinazione della direzione è affetta da vari errori sistematici e occasionali; dei primi la causa principale è la deformazione dell'onda in arrivo prodotta dalle masse metalliche di bordo (scafo, alberi, stralli, ecc.) le quali, quanto sono investite dall'onda, reirradiano energia elettromagnetica come se fossero antenne. È possibile però, in sede di collaudo, determinare le correzioni da apportare ai rilevamenti confrontando i rilevamenti radiogoniometrici di una stazione emittente con quelli veri, determinati per via ottica. Si stabilisce così una curva, detta *curva di calibrazione*, la quale permette di determinare l'angolo che bisogna sommare al rilevamento radiogoniometrico per ottenere quello vero, per ogni angolo di rilevamento. Nonostante la grande complessità delle cause che influiscono sulle deviazioni dei rilevamenti, se il radiogoniometro è sistemato correttamente la curva di calibrazione è sufficientemente regolare, come mostra la curva della figura 25, che si riferisce ad un bastimento di 3000 tonn.; tale regolarità è dovuta al fatto che in pratica le deviazioni sono dovute quasi esclusivamente allo scafo della nave. La regolarità della curva di calibrazione consente generalmente di correggere l'errore mediante un dispositivo meccanico applicato al quadrante graduato su cui si leggono i rilevamenti.

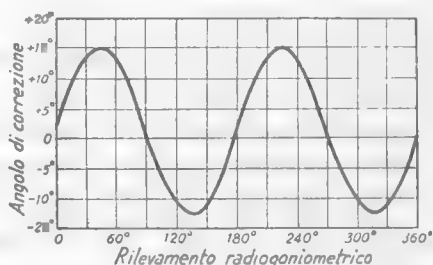


Fig. 25 — Esempio di curva di calibrazione di un radiogoniometro navale.

Altro errore (non sistematico e quindi di correzione assai più ardua), è dovuto alla irregolare polarizzazione dell'onda in arrivo: si è supposto finora che il vettore elettrico fosse verticale, ma se esso è inclinato (ed esiste quindi una sua componente orizzontale) i conduttori orizzontali del telaio, fino ad ora considerati inattivi, captano energia e divengono sede di f. e. m. indotta come i lati verticali; ma essi si trovano in posizione dissimmetrica rispetto al suolo per cui la f. e. m. nel conduttore più basso è in genere diversa da quella indotta nel conduttore più alto, anche se il piano del telaio è normale alla direzione di propagazione. Le f. e. m. indotte nei lati orizzontali risultano uguali (e perciò il loro effetto è complessivamente nullo) in corrispondenza ad una posizione diversa del telaio, quando invece non è nulla la f. e. m. complessivamente indotta nei lati verticali. Da questo stato di cose deriva l'impossibilità di ottenere l'annullamento della ricezione: si ha ancora un minimo ma in posizione falsa rispetto al rilevamento vero, con un errore dipendente dall'angolo formato dal piano di polarizzazione con la verticale. Normalmente tale rotazione del piano di polarizzazione è dovuta solo leggermente all'onda di superficie ma soprattutto alle onde spaziali che incidono sul telaio; onde, cioè, che hanno subito la riflessione da parte della ionosfera, nella quale si verifica spesso, per fenomeni molto complessi, la sopradetta rotazione. Tale effetto avviene nelle onde medie specialmente nelle ore notturne, durante le quali è più efficiente la propagazione ionosferica, e per questo dicesi *effetto di notte*. L'effetto di notte non è molto marcato nell'intervallo di lunghezza d'onda fra 1000 e 10000 metri: l'onda di 1000 m è quella che in pratica si presta meglio per i rilevamenti notturni.

Un buon radiogoniometro ben sistemato e correttamente impiegato permette di compiere rilevamenti con precisione variabile da $1/4$ di grado ad un grado.

11. — Radiogoniometro Adcock.

L'errore dovuto alla componente orizzontale del vettore elettrico può essere eliminato sostituendo al telaio il *sistema di antenne Adcock*, il quale può immaginarsi come un telaio a cui siano stati eliminati i lati orizzontali, cioè consiste in due antenne verticali spaziate fra loro e connesse nel modo indicato nella figura 26.

L'azione di una tale antenna, per ciò che concerne le onde polarizzate verticalmente, è identica a quella del telaio, poichè la corrente risultante nella bobina di accoppiamento al ricevitore è proporzionale alla differenza vettoriale fra le f.e.m. indotte nei due conduttori verticali. Tale antenna, a differenza del telaio, non risente, però, della eventuale componente orizzontale del campo elettrico dell'onda in arrivo; infatti i due conduttori orizzontali sono molto vicini e perciò le f.e.m. in esse indotte dalla componente orizzontale sono sempre uguali ed in fase, per cui il loro effetto complessivo è nullo. Con un'accurata schermatura dei conduttori orizzontali ed una perfetta simmetrizzazione rispetto alla terra, il radiogoniometro Adcock elimina completamente l'inconveniente dovuto all'effetto di notte; l'efficacia ricevente dell'antenna Adcock è molto inferiore a quella di un telaio (nel quale si sommano le f.e.m. dovute alle varie spire) e perciò esso deve avere dimensioni molto maggiori di quelle di un telaio.

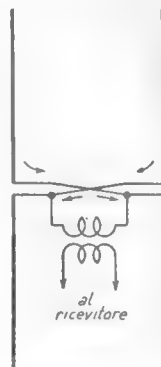


Fig. 26 — Sistema di antenne Adcock.

PARTE QUARTA

ONDE ULTRACORTE E MICROONDE

CAPITOLO XVII

TECNICA DELLE FREQUENZE ALTISSIME

1. — Generalità.

Nello studio della propagazione delle onde elettromagnetiche (Cap. XV) si è notato che le onde di frequenza superiore a 30 MHz non sono praticamente deviate nè attenuate dalla ionosfera. Ciò ha portato a distinguere tali onde dalle onde corte: esse prendono il nome di *onde ultracorte*, nel campo di lunghezze d'onda comprese fra 10 m ed 1 m, e di *microonde* nel campo di lunghezze d'onda inferiori al metro.

Il campo delle onde ultracorte e delle microonde suole suddividersi in tre gamme di frequenze: V. H. F. da 30 MHz a 300 MHz (λ compresa

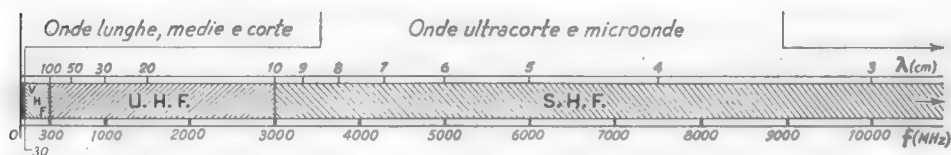


Fig. 1 — Le onde ultracorte e le microonde occupano un campo di frequenze enormemente più ampio di quello delle onde lunghe, medie e corte.

fra 10 m ed 1 m); U. H. F. da 300 MHz a 3000 MHz, ossia da 0,3 GHz ($0,3 \cdot 10^9$ Hz) a 3 GHz (λ compresa fra 1 m e 10 cm); S. H. F. da 3 GHz a 30 GHz (λ compresa fra 10 cm ed 1 cm). Il complessivo campo di frequenze è enormemente più ampio di quello delle onde lunghe, medie e corte sommate insieme, come appare dal diagramma della figura 1; ciò offre molte possibilità per l'uso delle trasmissioni *a larga banda* (modulazione di frequenza, modulazione ad impulsi, televisione).

Le onde ultracorte e le microonde — grazie alle piccole dimensioni che per esse hanno le antenne — possono essere dirette in fasci assai stretti; questo fatto, unitamente all'indipendenza dai disturbi atmosferici ed alla possibilità di utilizzare sistemi particolari di modulazione molto efficienti, permette di usare trasmettitori di potenza relativamente modesta per realizzare comunicazioni sicure (*ponti radio*). Le proprietà ottiche della propagazione delle onde ultracorte e soprattutto delle microonde (Cap. XV, n. 8) le rende particolarmente atte ad essere riflesse da ostacoli materiali: ciò porta alla loro estesissima applicazione alla radiotelemetria (*radar*).

Al crescere della frequenza al disopra del centinaio di MHz i circuiti elettronici manifestano un comportamento che differisce sempre più da quello che abbiamo finora studiato, relativo a frequenze minori. Alcune proprietà dei circuiti e dei tubi, di natura secondaria per frequenze più basse, acquistano carattere di grande importanza ed anche di importanza preponderante, imponendo una modificazione della tecnica già studiata. Le modificazioni divengono particolarmente vistose per frequenze superiori a $500 \div 1000$ MHz, tanto che la relativa tecnica assume un aspetto praticamente distinto da quello della radiotecnica classica: in questo capitolo e soprattutto nel successivo sarà dato un cenno di questa tecnica.

2. — Modificazioni della tecnica dei circuiti al crescere della frequenza.

Nell'esame dei circuiti in radiofrequenza è stato messo in evidenza in varie occasioni che non è possibile disporre di induttanze e capacità pure, nel senso che all'induttanza è sempre associata resistenza e capacità e così via. Nello studio finora compiuto ciò è stato considerato come un inevitabile inconveniente da cui si poteva, però, prescindere in molti casi, almeno in prima approssimazione. Ma al crescere della frequenza l'effetto degli elementi parassiti acquista un carattere via via più importante di fronte a quello degli elementi circuitali utili. Per esempio, nell'attuazione dei circuiti risonanti degli amplificatori o degli oscillatori l'induttanza e la capacità distribuite dei conduttori sono dello stesso ordine di grandezza di quelle del circuito risonante stesso: le dimensioni del condensatore e dell'induttore che lo compongono devono allora essere progressivamente ridotte, tanto che il circuito finisce per divenire inattuabile. Inoltre al crescere della frequenza si accentuano notevolmente

le perdite nei conduttori per effetto pellicolare, quelle nei dielettrici ed infine quelle per correnti parassite nei conduttori vicini. Conseguenza dell'aumento delle perdite è la diminuzione del coefficiente di risonanza dei circuiti risonanti che finisce per ridursi a valori inaccettabili.

Un rimedio a questo progressivo deterioramento dei circuiti risonanti al crescere della frequenza è quello di . . . abbandonarli e di sfruttare, invece, la risonanza nei tronchi di

linea (Cap. XIII, n. 8). Sappiamo infatti che un tronco di linea (bifilare o coassiale) lungo un quarto di lunghezza d'onda si comporta come un circuito risonante, di tipo serie, se alimentato dal suo estremo in cortocircuito, o di tipo parallelo, se alimentato dal suo estremo aperto.

Alla frequenza di 150 MHz un quarto di lunghezza d'onda è pari a 50 cm ⁽¹⁾, e le dimensioni risultano piuttosto ingombranti, ma a frequenze più alte la lunghezza si riduce ed i risuonatori a linee possono essere impiegati anche in apparati di mole relativamente modesta, come i televisori domestici; così la frequenza di 500 MHz (praticamente al centro della banda U.H.F. della televisione) il quarto di lunghezza d'onda è già 15 cm e tale misura si riduce ulteriormente per motivi che vedremo fra breve (capacità dei tubi e condensatori aggiuntivi).

Coll'uso dei tronchi di linea la tecnica (e addirittura la fisionomia) dei circuiti elettronici cambia profondamente: oltre alle linee in quarto d'onda che si comportano come circuiti risonanti (fig. 2 a), si usano molto spesso tronchi di linea di lunghezza un po' inferiore (Cap. XIII, n. 8, fig. 17) che si comportano induttivamente (fig. 2 b) e, meno frequentemente, tronchi di lunghezza maggiore, che si comportano capacitivamente (fig. 2 c).

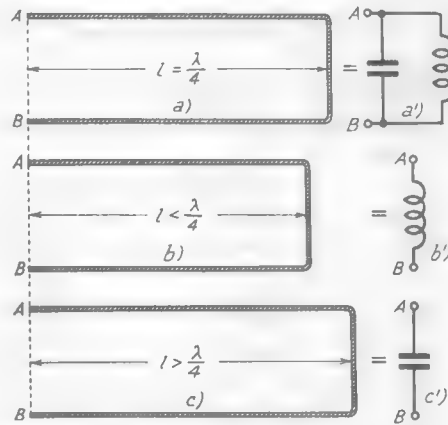


Fig. 2 — Un tronco di linea chiuso ad un estremo ed aperto nell'altro si comporta come un circuito risonante se la sua lunghezza l è pari a $\lambda/4$; il suo comportamento è induttivo se $l < \lambda/4$ e capacitivo se $l > \lambda/4$.

⁽¹⁾ - Essendo $\lambda f = c$, assunto $c = 3 \cdot 10^8$ m/sec, risulta $\lambda = c/f = 3 \cdot 10^8 / 150 \cdot 10^6 = 2$ m; è allora $\lambda/4 = 50$ cm.

Una linea di lunghezza inferiore a $\lambda/4$ (*induttiva*) collegata ad un tubo elettronico (per attuare un amplificatore, un oscillatore, un convertitore di frequenza, ecc.) può essere portata in risonanza mediante le capacità interelettriche; scegliendo opportunamente la lunghezza, la frequenza di risonanza può essere regolata al valore desiderato. Nella figura 3 a) è indicato, a titolo di esempio, lo schema di un *oscillatore*

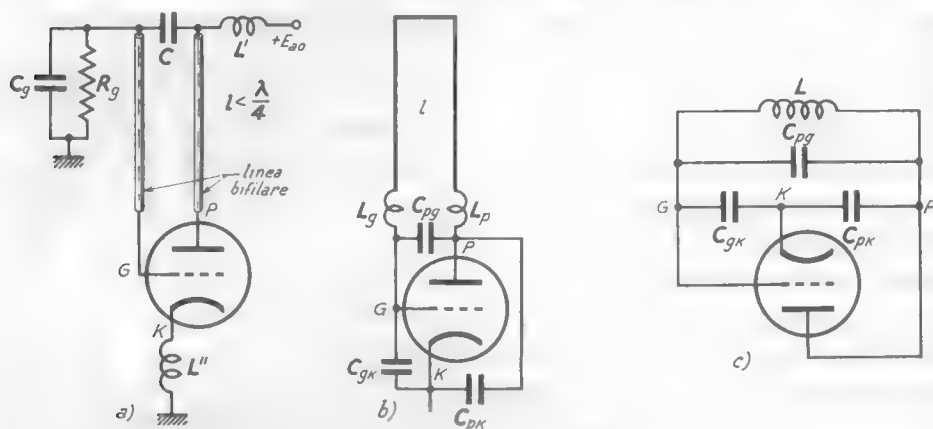


Fig. 3 — Esempio di oscillatore a linea.

attuato con un triodo ed una linea di lunghezza inferiore a $\lambda/4$. La linea è chiusa ad un'estremità in cortocircuito dal condensatore C ed aperta nell'altra; avendo lunghezza inferiore a $\lambda/4$ si comporta come un'induttanza. Il tubo è alimentato nel nodo di tensione della linea tramite l'*induttanza d'arresto* L' , che impedisce all'alta frequenza eventualmente presente di intradarsi verso l'alimentatore; la polarizzazione automatica di griglia è provveduta dalla resistenza R_g , insieme al condensatore C_g .

Per ciò che riguarda le componenti alternate, il circuito può essere ridisegnato come nella figura 3 b): il condensatore C è sostituito da un cortocircuito, mancano L' ed il gruppo $R_g C_g$ perchè connessi al nodo di tensione. Manca pure l'induttanza d'arresto catodica L'' che per l'alta frequenza rappresenta un circuito aperto; sono invece messe in esplicita evidenza le capacità interelettrodiche e le induttanze dei *reofori* (conduttori) di placca e di griglia L_p, L_g ⁽²⁾. Sostituendo al tronco di linea

(²) - L'induttanza del *reoforo* catodico non è indicata perchè è assorbita, per così dire, dall'induttanza d'arresto L'' .

un'induttanza e conglobandola insieme ad L_p ed L_u in un'unica induttanza L , il circuito può essere ridisegnato come nella figura 3 c): questo schema mostra che il circuito considerato è riconducibile ad un *oscillatore a tre punti* (Cap. VI, n. 4), sostanzialmente di tipo Colpitts ⁽³⁾; come appare evidente dallo schema, le *capacità interelettriche e le induttanze dei reofori risultano elementi costitutivi del circuito*. L'esempio considerato è molto significativo:

i circuiti elettronici per frequenze altissime sono sempre progettati e costruiti in modo che le capacità e le induttanze parassite vadano possibilmente a conglobarsi con capacità ed induttanze (reali o attuate con linee) esistenti nello schema od a sostituirsi ad esse.

Non è possibile scendere in particolari sull'attuazione dei circuiti a linee: solo come esempio indicativo, nella figura 4 a) è mostrato un possibile sistema per accoppiare un generatore od un utilizzatore ad una linea risonante.

Il sistema è del tutto analogo a quello per mutua induzione usato nei circuiti ordinari (fig. 4 a'); accoppiando nello stesso modo due linee in quarto d'onda è possibile ottenere *filtri di banda* con proprietà analoghe a quelli attuati con induttori e condensatori (Cap. II). Nella figura 4 b) è indicato un sistema di accoppiamento più pratico del precedente, che corrisponde al comune accoppiamento autotrasformatore della figura 4 b') (Cap. II, nn. 9, 11): spostando i collegamenti dall'estremo chiuso della linea verso quello aperto si ottiene lo stesso effetto che si otterrebbe nel circuito equivalente b') muovendo i collegamenti dal centro verso gli estremi dell'avvolgimento. Come nei circuiti risonanti ordinari, l'accoppiamento di altri circuiti introduce modificazioni nella frequenza

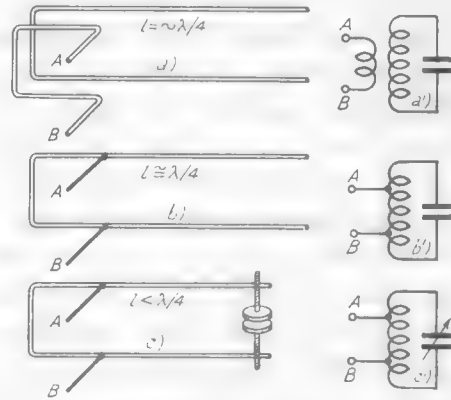


Fig. 4 — Possibili metodi di accoppiamento di un generatore o di un utilizzatore ad una linea risonante.

⁽³⁾ - Alle frequenze per le quali gli induttori ed i condensatori hanno ancora dimensioni possibili, l'oscillatore della figura 4 può essere attuato con un circuito risonante ordinario al posto della linea: esso prende allora il nome di *oscillatore ultra-audion*.

di risonanza, che può essere ritoccata introducendo nella linea (opportuna-mente raccorciata) un piccolo condensatore di regolazione (fig. 4 c): anche indipendentemente dall'esempio considerato, il metodo di regolazione della figura 4 c) è di uso molto comune.

La facilità con cui le linee si accoppiano fra loro per via elettromagnetica è spesso fonte di inconvenienti a frequenze particolarmente elevate ed implica perciò la necessità di efficienti sistemi di schermatura fra i vari circuiti elettronici di un medesimo apparato. Soffrono meno di questi inconvenienti i circuiti attuati con *cavi coassiali*, che hanno anche il pregio, di fronte alle linee bifilari, di non avere perdite per irradiazione, dando così luogo a coefficienti di risonanza più alti. Per questi motivi, oltre una certa frequenza verso il centro della banda U. H. F., i cavi coassiali sostituiscono quasi completamente le linee bifilari nell'attuazione dei circuiti.

Al crescere della frequenza verso il limite della banda U. H. F. ed entro la banda S. H. F. le perdite che si verificano nel dielettrico interposto fra i conduttori dei cavi coassiali e le dimensioni stesse dei risuonatori, fanno abbandonare i circuiti a linee e passare a quelli che utilizzano le *guide d'onda* ed i *risuonatori a cavità*; di essi sarà dato un cenno nel capitolo successivo.

3. — Comportamento dei tubi elettronici alle frequenze altissime.

Quando la frequenza sale al disopra di varie decine di MHz il comportamento dei tubi elettronici subisce delle modificazioni via via più gravi che sono essenzialmente attribuibili al maggiore effetto prodotto dalle capacità fra gli elettrodi, dall'induttanza dei conduttori di collegamento di questi (reofori) e dal *tempo di transito* degli elettroni.

Le capacità esistenti fra gli elettrodi e l'induttanza dei loro reofori si combinano in vario modo coi circuiti risonanti (effettivi od ottenuti con tronchi di linea) collegati al tubo. Si è già detto nel paragrafo precedente come gli elementi parassiti vengano utilizzati per l'accordo dei circuiti stessi divenendo parti costitutive dei medesimi. Ma alle frequenze molto alte può avvenire che il valore delle capacità interelettrodiche e delle induttanze dei reofori sia tale da dar luogo a circuiti risonanti aventi, già di per sè, frequenza di risonanza inferiore a quella di lavoro. Esiste dunque una frequenza di risonanza propria del tubo, indipenden-

temente dai circuiti esterni, la quale rappresenta il limite superiore delle frequenze su cui il tubo può essere adoperato. Già a frequenze più basse, peraltro, intervengono altre cause che deteriorano il funzionamento del tubo: una di queste è il *tempo di transito*.

Il *tempo di transito* è il tempo che gli elettroni impiegano per percorrere lo spazio interno al tubo; data l'altissima velocità degli elettroni nel vuoto, tale tempo è piccolissimo ed è assolutamente trascurabile di fronte al periodo delle oscillazioni su cui il tubo deve operare quando la frequenza è inferiore a qualche decina di megahertz. Ma allorchè il periodo delle oscillazioni diviene via, via più piccolo, il tempo di transito viene a costituire una frazione non più trascurabile di esso, con le conseguenze che ora vedremo.

Gli elettroni che passano di fronte alla griglia destano su questa, per influenza elettrostatica, delle cariche variabili e quindi provocano correnti nel circuito di griglia; ma sono correnti di carattere capacitivo che, se la densità del flusso elettronico variasse perfettamente in fase con la tensione di griglia, sarebbero sfasate di 90° in anticipo rispetto alla tensione di griglia e quindi non darebbero dissipazione di energia. Tutto avverrebbe come se la capacità esistente fra griglia e catodo fosse un po' maggiore della capacità realmente esistente; ma se la densità del flusso degli elettroni che passano di fronte alla griglia segue con ritardo, a causa del tempo di transito, le variazioni della tensione di griglia, la sopradetta corrente è sfasata non più di 90° ma di un angolo inferiore, $90^\circ - \delta$, con δ tanto più grande quanto più ragguardevole è il tempo di transito nei confronti del periodo. Tutto avviene ancora come se fra griglia e catodo ci fosse un condensatore, *ma con perdite*; precisamente con un *angolo di perdita* δ che, a parità di tempo di transito, è tanto maggiore quanto più piccolo è il periodo della tensione applicata alla griglia, ossia quanto maggiore è la frequenza. È utile rappresentare le perdite dell'ipotetico condensatore con una resistenza posta in parallelo ad esso (Vol. I, Cap. II, n. 9); schematicamente, allora, la situazione del circuito di griglia risulta quella indicata nella figura 5, dove C_i (*capacità di ingresso*) è la capacità che congloba la reale capacità e quella ag-

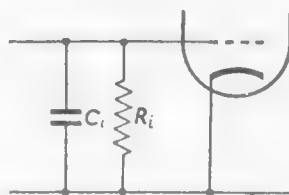


Fig. 5 --- Circuito di griglia con capacità e resistenza di ingresso in evidenza.

giuntiva ed R_i (*resistenza di ingresso*) indica le perdite associate a tale capacità ⁽⁴⁾.

L'inevitabile induttanza presente nel conduttore catodico provoca un ulteriore ritardo della corrente elettronica rispetto alle variazioni della tensione di griglia, cioè un ulteriore aumento di δ e quindi una diminuzione di R_i . Poichè l'effetto dell'induttanza cresce con la frequenza, anche per questa causa come per il tempo di transito, R_i decresce con la frequenza; a titolo di esempio, in un pentodo 6J7 la resistenza R_i che ha un valore dell'ordine di $20\text{ M}\Omega$ ad 1 MHz diviene $20\text{ k}\Omega$ a 30 MHz , $2000\ \Omega$ a 100 MHz e scende a circa $900\ \Omega$ a 150 MHz . L'esempio si riferisce ad

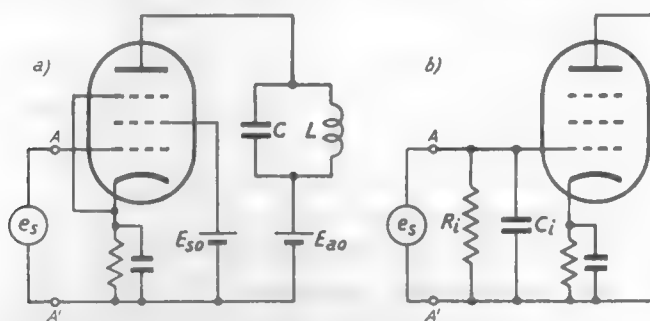


Fig. 6 — Esame del circuito d'ingresso di un amplificatore.

un tubo antiquato e non destinato a lavorare a frequenze molto alte: ma il fenomeno sussiste per qualsiasi tubo, sia pure a frequenze assai maggiori.

Per renderci conto delle conseguenze della nascita di C_i ed R_i alle frequenze alte, consideriamo il semplice *amplificatore selettivo* della figura 6 e fissiamo la nostra attenzione sul circuito d'ingresso: quando la frequenza è così alta da non potere ignorare la presenza di C_i ed R_i la situazione diviene quella indicata nella figura 6 b). L'esistenza della capacità C_i non implica, normalmente, gravi inconvenienti perchè il generatore del segnale e_s (antenna, stadio precedente, ecc.) possiede generalmente un circuito risonante (a costanti concentrate o distribuite) la cui

⁽⁴⁾ - Non si deve confondere questo fenomeno con la nascita della capacità e della resistenza d'ingresso prodotta dall'effetto della capacità placca-griglia (Vol. I, Cap. X, n. 11); nel caso attuale il tubo è un pentodo od un triodo neutralizzato e pertanto l'effetto sopradetto è assente.

capacità può assorbire C_i ; prescindendo da tale capacità, il circuito di ingresso può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 7, dove è messa in esplicita evidenza la f.e.m. e_s (segnale) e la resistenza interna R_s del generatore. Se R_i fosse infinitamente grande, fra la griglia ed il catodo del tubo risulterebbe applicato il segnale $e_i = e_s$; in presenza di una resistenza R_i finita, invece, il segnale effettivamente applicato fra griglia e catodo diviene:

$$(1) \quad e_i = e_s \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{e_s}{1 + R_s/R_i}$$

Al crescere della frequenza il valore di R_i diminuisce e perciò il rapporto R_s/R_i aumenta: la conseguenza è che il segnale applicato fra griglia e catodo, e_i , va progressivamente decrescendo rispetto ad e_s al crescere della frequenza.

Il rimedio immediato alla diminuzione del segnale di ingresso sembrerebbe quello di aumentare, coll'aggiunta di stadi successivi di amplificazione, il guadagno dell'amplificatore così da compensare la riduzione del segnale; ma ciò non è attuabile facilmente a causa del *rumore* prodotto dalle resistenze e dai tubi. Sappiamo

(Cap. X, n. 10), e ce ne renderemo conto più diffusamente nei prossimi paragrafi, che il rumore è una sorta di fluttuazione di tensione e di corrente, avente un andamento del tutto caotico, che nasce in qualsiasi conduttore ed in tutti i tubi elettronici: tale fluttuazione ha la stessa natura di un segnale e sovrapponendosi al segnale utile lo modifica e deforma. La deformazione diminuisce l'intelligibilità dell'informazione che il segnale porta con sé; ciò causa modesti inconvenienti quando l'entità del rumore è assai piccola di fronte a quella del segnale, ma può provocare la perdita completa dell'informazione quando l'entità del rumore è paragonabile a quella del segnale stesso. Orbene, nello schema della figura 7 le resistenze ed il tubo sono sorgenti di rumore ed all'uscita dell'amplificatore il segnale è deteriorato dalla presenza di tale rumore: l'aumento di amplificazione, rivolto a compensare la diminuzione del segnale d'ingresso, produrrebbe, sì, un segnale in uscita più grande, ma

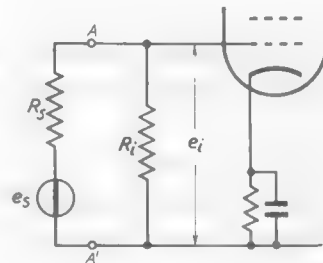


Fig. 7 — Riesame del circuito d'ingresso.

anche un rumore più grande ed il beneficio risulterebbe nullo. Si tratta, peraltro, di questioni che devono essere esaminate con una certa cura: per questo, nei prossimi paragrafi, approfondiremo i problemi connessi al rumore ed al rapporto segnale-rumore all'uscita di uno stadio di amplificazione. Ciò consentirà di stabilire alcuni criteri relativi alla costituzione degli amplificatori operanti a frequenze via via più alte.

4. — Il rumore negli amplificatori: generalità.

Abbiamo accennato nel Cap. X (n. 10) che se si osserva all'oscillografo l'uscita di un amplificatore con forte guadagno, al cui ingresso non sia applicato alcun segnale, si verifica la presenza di una tensione che varia nel tempo in maniera simile a quella dei segnali a cui l'amplificatore è destinato (Cap. X, n. 10), ma la cui origine risiede nell'interno stesso dell'amplificatore. Poichè negli amplificatori per frequenze acustiche, collegati ad un altoparlante, ciò dà origine ad un caratteristico rumore (simile ad un soffio o ad un fruscio), al fenomeno si dà il nome generico di *rumore di fondo*, abbreviato comunemente in *rumore*.

Nonostante che la *tensione di rumore* vari in maniera del tutto imprecisabile, pure nel suo andamento sono riscontrabili delle singolari regolarità ⁽⁵⁾ e si possono individuare grandezze — come il *valor medio*, il *valore efficace* e la *densità spettrale*, ben definite e misurabili. Il *valor medio* della tensione di rumore, cioè la media nel tempo dei successivi valori istantanei, è *sempre nullo* e ciò si può agevolmente verificare misurando sperimentalmente la tensione stessa con un voltmetro per tensioni continue. Il *valore efficace*, invece, misurato sperimentalmente con un voltmetro a effetto termico ⁽⁶⁾, è diverso da zero ed ha un valore ben definito ed invariabile nel tempo per un determinato amplificatore; il valore efficace di una tensione (o di una corrente) comunque variabile è la radice quadrata del *valore quadratico medio* (media dei quadrati dei valori assunti istante per istante) della grandezza considerata. Nel caso di grandezze comunque variabili (come le tensioni di rumore)

⁽⁵⁾ - Sono quelle regolarità che si riscontrano nei fenomeni statistici e che sono legate alla legge dei grandi numeri.

⁽⁶⁾ - S. MALATESTA, E. SPOROLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. III, nn. 45 (Ed. C. Curci, Pisa).

non esiste alcuna semplice relazione fra il valore istantaneo $e_r(t)$ ed il valore efficace E_r . Valgono però le seguenti proprietà, utili per lo studio del rumore: a) Se il valore istantaneo $e_r(t)$ è moltiplicato per una grandezza costante A , il valore efficace E_r è moltiplicato per la stessa costante. b) Se i valori istantanei e_{r1} ed e_{r2} di due grandezze si sommano algebricamente, i valori efficaci si sommano *geometricamente*, cioè il valore efficace E_r della somma $e_{r1} + e_{r2}$ ha il valore:

$$(1) \quad E_r = \sqrt{E_{r1}^2 + E_{r2}^2} ;$$

questa proprietà si può anche enunciare dicendo che il valore quadratico medio di $e_{r1} + e_{r2}$ è la somma dei valori quadratici medi delle due grandezze:

$$(2) \quad E_r^2 = E_{r1}^2 + E_{r2}^2 .$$

La tensione di rumore, come qualsiasi segnale, può, in un intervallo di tempo determinato, considerarsi la sovrapposizione di oscillazioni sinusoidali (Vol. I, Cap. I, n. 4);

ciò vale in qualsiasi intervallo di tempo ma, naturalmente, la scomposizione in ciascuno di essi è diversa, corrispondentemente all'estrema variabilità del valore istantaneo del rumore. Nonostante ciò la distribuzione spettrale media del rumore di un dato amplificatore risulta ben definita ed invariabile nel tempo: per comprendere il significato di ciò e renderci conto del fenomeno, consideriamo nel campo delle frequenze di lavoro dell'amplificatore successivi valori della frequenza

f_1, f_2, f_3, \dots fra loro equidifferenti, nel modo indicato nella figura 8 a), e supponiamo di disporre all'uscita dell'amplificatore tanti filtri che lascino passare, senza attenuazione, il primo le frequenze comprese fra

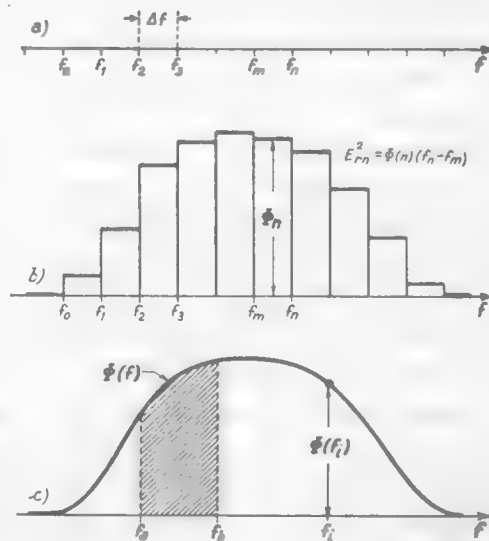


Fig. 8 — Definizione della densità spettrale.

f_1 ed f_0 , il secondo le frequenze comprese fra f_2 ed f_1 e così via. Collegando all'uscita dei filtri altrettanti voltmetri a valore efficace, si troverebbe che ciascuno di essi indica un valore di tensione E_{r_1}, E_{r_2}, \dots ben determinato ed invariabile nel tempo. L'interpretazione di questo fatto è, manifestamente, che le componenti sinusoidali aventi frequenze contenute entro ciascun intervallo di frequenza hanno entità media costante nel tempo. Se si considerano poi i valori quadratici medi relativi a ciascun intervallo di frequenza, $E_{r_1}^2, E_{r_2}^2, \dots$, e si sommano fra loro si ottiene come risultato esattamente il valore quadratico medio della tensione di rumore E_r^2 che si ha globalmente all'uscita dell'amplificatore:

$$(3) \quad E_r^2 = E_{r_1}^2 + E_{r_2}^2 + E_{r_3}^2 + \dots ;$$

estraendo la radice quadrata di entrambi i membri, si ottiene la formula:

$$(4) \quad E_r = \sqrt{E_{r_1}^2 + E_{r_2}^2 + E_{r_3}^2 + \dots} ,$$

la quale indica il contributo portato al valore efficace globale dalle componenti sinusoidali contenute nelle singole bande di frequenza. Per rendere più evidente tale contributo si usa il grafico della figura 8 b), ottenuto costruendo tanti rettangoli aventi come base i successivi intervalli di frequenza $f_1 - f_0, f_2 - f_1, \dots$, e come area i corrispondenti valori quadratici medi $E_{r_1}^2, E_{r_2}^2, \dots$. Manifestamente l'area complessiva sottesa dallo scaloide esprime il valore quadratico medio globale del rumore, E_r^2 ; l'ordinata dello scaloide in corrispondenza ad un determinato intervallo di frequenza $f_n - f_m$ — che esprime il rapporto $E_{r_m}^2 / (f_n - f_m)$ — si chiama *densità spettrale media* Φ_n del rumore nell'intervallo di frequenza considerato ed è un indice del contributo che le componenti sinusoidali interne alla banda di frequenza considerata portano al rumore globale.

Diminuendo progressivamente la larghezza della banda passante di ciascun filtro, cioè facendo tendere Δf (fig. 8 a) a zero, lo scaloide tende ad una curva continua, $\Phi(f)$, del tipo indicato nella figura 8 c); una sua ordinata $\Phi(f_i)$ si chiama *densità spettrale* del rumore corrispondente alla frequenza f_i ed in sostanza indica il *peso* del contributo dato al rumore complessivo dalle oscillazioni mediamente presenti nell'intorno della frequenza f_i (¹). Per il modo stesso con cui la curva è stata

(¹) - Una definizione più rigorosa della densità spettrale corrispondente ad una frequenza f_i è la seguente. Presa una banda di frequenza Δf centrata su f_i e determinato il

ricavata, l'area da essa sottesa è uguale al valore quadratico medio globale del rumore, E_r^2 ; la parte dell'area sopradetta compresa fra due frequenze f_a ed f_b (tratteggiata nella fig. 8 c) rappresenta, invece, l'aliquota del valore quadratico medio che compete alle frequenze comprese fra f_a ed f_b , quella che sarebbe misurata all'uscita di un filtro ideale che lasciasse passare la sola banda di frequenza $f_b - f_a$ ⁽⁸⁾.

La *densità spettrale* $\Phi(f)$ è una grandezza caratteristica del rumore, al pari del valore efficace, e si determina per ogni frequenza mediante speciali apparecchi detti analizzatori di spettro. La sua entità ed il suo andamento in funzione di f dipendono dalle cause prime che provocano il rumore, ma anche dall'amplificazione dell'amplificatore e dal suo modo di variare con la frequenza. Vedremo nei prossimi paragrafi che, all'origine, la densità spettrale del rumore è uniforme, cioè la sua entità non dipende dalla frequenza: sono i circuiti dell'amplificatore stesso, con le loro particolari curve di risposta, che modificano il valore della densità spettrale alle varie frequenze. Occorre infatti sapere ⁽⁹⁾ che se una tensione di rumore e_r' , la cui densità spettrale $\Phi'(f)$ abbia, ad esempio, l'andamento indicato nella figura 9 b), è applicata ad un circuito avente la curva di risposta $A(f)$ della figura 9 c), la tensione di rumore che ne risulta e_r'' ha, per ogni frequenza, la densità spettrale:

$$(5) \quad \Phi''(f) = A^2(f) \cdot \Phi'(f) ;$$

essa varia, pertanto, in funzione della frequenza nel modo indicato nella

valore quadratico medio E_{ri}^2 che le compete, si consideri il rapporto $E_{ri}^2/\Delta f$; la densità spettrale $\Phi(f_i)$ è il limite a cui tende tale rapporto al tendere di Δf a zero:

$$\Phi(f_i) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{E_{ri}^2}{\Delta f} .$$

⁽⁸⁾ - L'aliquota del valore quadratico medio che compete alla banda considerata, E_{iba}^2 , ha l'espressione:

$$E_{iba}^2 = \int_{f_a}^{f_b} \Phi(f) df .$$

Estendendo l'integrale fra due frequenze estreme, entro le quali sia contenuta l'intera curva della densità spettrale, l'integrale indicherà il valore quadratico medio globale del rumore, E_r^2 , e la sua radice quadrata ne indicherà il valore efficace E_r .

⁽⁹⁾ - J. L. LAWSON, G. E. UHLENBECH - *Threshold Signals*, p. 30 (Mc Graw-Hill, New York, 1950).

figura 9 d) ⁽¹⁰⁾. Si capisce, quindi, come la curva di risposta dell'amplificatore possa incidere sull'andamento della densità spettrale del rumore che si ha alla sua uscita, qualunque siano le cause originarie del rumore.

Le cause del rumore negli amplificatori sono varie e sono distribuite entro tutto l'amplificatore; ma sono solamente quelle connesse ai primi stadi, e soprattutto al primo, che hanno effetto apprezzabile in uscita.

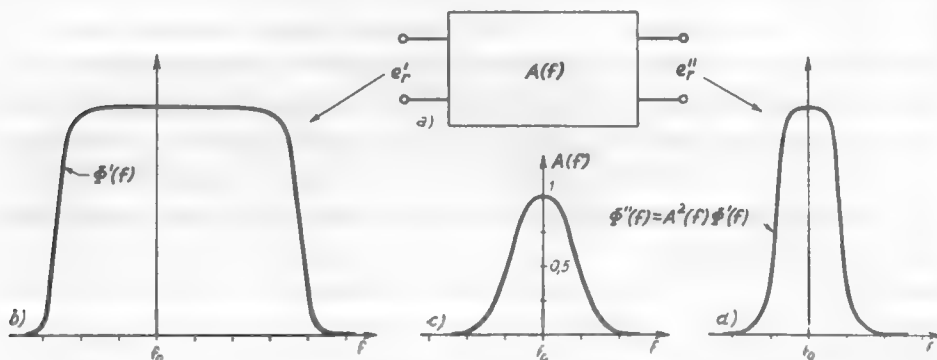


Fig. 9 — Modificazione della densità spettrale prodotta da un circuito.

Infatti, il rumore che nasce nel primo stadio subisce l'amplificazione di tutti gli stadi, mentre quello che nasce successivamente viene sempre meno amplificato. Le cause primarie del rumore risiedono nei conduttori e nei tubi e noi le esamineremo successivamente nei prossimi paragrafi.

5. — Rumore dovuto all'agitazione termica degli elettroni nei conduttori (rumore termico).

Ogni conduttore racchiude in sé un gran numero di *elettroni liberi*, cioè di elettroni che, svincolati dai rispettivi atomi, sono liberi di muoversi entro il conduttore. Gli elettroni liberi si agitano in maniera permanente e del tutto disordinata fra gli atomi praticamente immobili del metallo: il loro moto, come quello delle molecole in un liquido, è tanto più vivace quanto più alta è la temperatura del conduttore ed è, in so-

⁽¹⁰⁾ - Poichè l'area sottesa dalla curva c) è assai più piccola di quella sottesa dalla curva a), il valore quadratico medio del rumore all'uscita del *filtro* (che tale è, manifestamente, il circuito considerato nell'esempio della figura 9) è minore di quello di entrata.

stanza, una manifestazione elettrica della temperatura stessa.

In conseguenza del moto termico degli elettroni liberi, un conduttore allo stato neutro è veramente tale solo da un punto di vista globale e medio, ma, istante per istante, non ha lo stesso numero di elettroni in ogni sua parte. In particolare, agli estremi di una resistenza isolata non vi è, ad un certo istante, ugual numero di elettroni e perciò *fra di essi esiste una differenza di potenziale*; poichè la situazione cambia ad ogni istante in conseguenza del moto caotico degli elettroni, la differenza di potenziale varia continuamente in maniera del tutto irregolare, pur rimanendo mediamente nulla. Si tratta dunque di una tensione a valor medio nullo con valori istantanei estremamente piccoli, che può essere resa evidente solo se fortemente amplificata; ma non per questo essa è meno reale delle normali tensioni prodotte dai generatori. Essa è una delle cause principali del rumore degli amplificatori e si denomina *tensione di rumore termico*.

Il rumore termico ha la distribuzione spettrale più semplice possibile in quanto la sua densità spettrale $\Phi(f)$ ha un valore costante Φ_r dalle più basse alle più alte frequenze ⁽¹¹⁾. Considerazioni teoriche, validate da precisi rilievi sperimentali, permettono di stabilire che detto valore costante Φ_r è proporzionale al valore della resistenza R ed alla sua temperatura assoluta T (grandi kelvin), secondo la formula:

$$(1) \quad \Phi(f) = \Phi_r = 4kRT,$$

dove $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ è la costante di Boltzmann; l'andamento della densità spettrale è pertanto quello indicato nella figura 10. Se si collega la resistenza R ad un filtro di banda ideale che lasci passare tutte e sole le frequenze contenute entro una banda $\Delta f = f_2 - f_1$, il valore quadratico

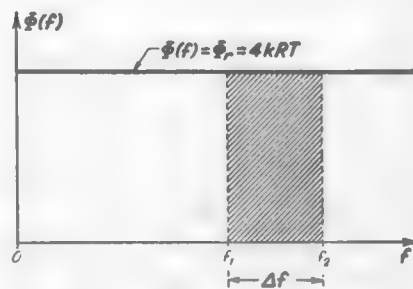


Fig. 10 — Nel rumore termico la densità spettrale è indipendente dalla frequenza.

⁽¹¹⁾ - Il rumore, in queste condizioni, si dice *bianco* in analogia con la luce bianca a spettro continuo.

medio della tensione di rumore che si ha all'uscita — pari all'area del rettangolo di base Δf ed altezza Φ_r — avrà l'espressione:

$$(2) \quad E_r^2 = \Phi_r \cdot \Delta f = 4kRT \Delta f ;$$

pertanto, il valore efficace della tensione di rumore all'uscita del filtro risulta:

$$(3) \quad E_r = 2\sqrt{kRT \Delta f} .$$

Ad esempio, una resistenza di $1\text{ M}\Omega$ alla temperatura ambiente (17°C pari a 290°K) produce in una banda di 10000 Hz una tensione di rumore il cui valore efficace è circa $12,5\ \mu\text{V}$:

$$(4) \quad E_r = 2\sqrt{1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 10^6 \cdot 290 \cdot 10^4} \cong 12,5 \cdot 10^{-6}\text{ V} ;$$

da notarsi che questo rumore è il medesimo sia che la banda Δf si estenda, ad esempio, da 1000 Hz ad 11000 Hz , sia che si estenda da $10.001.000\text{ Hz}$ a $10.011.000\text{ Hz}$.

Una resistenza R , in quanto dà origine ad una tensione di rumore, può considerarsi come un generatore avente resistenza interna uguale ad R e f.e.m. e_r di densità spettrale $\Phi = 4kRT$. Se la resistenza è applicata all'ingresso di un amplificatore, la distribuzione spettrale in uscita si può ricavare col metodo della figura 9 quando si conosca la curva di risposta dell'amplificatore. Se la curva di risposta non è molto diversa da quella ideale ad andamento rettangolare (come normalmente avviene per gli amplificatori per radiofrequenze di cui ci occupiamo) si può ammettere che l'amplificatore amplifichi uniformemente tutte e sole le componenti sinusoidali contenute entro una banda Δf pari alla sua banda passante B ; poichè, per la formula (3), alla banda $\Delta f = B$ corrisponde una tensione di valore efficace:

$$(5) \quad E_r = 2\sqrt{kRT \Delta f} = 2\sqrt{kRT B} ,$$

il valore efficace della tensione d'uscita sarà semplicemente il prodotto di E_r per l'amplificazione A_o . All'atto pratico, poi, la situazione è diversa perchè, come vedremo nel paragrafo seguente, i tubi elettronici introducono anch'essi rumore e perciò il rumore presente all'uscita dell'amplificatore è maggiore di quello calcolato.

6. — Rumore dovuto ai tubi elettronici.

In un tubo elettronico la corrente emessa dal catodo essendo costituita da granuli isolati (elettroni) non è perfettamente uniforme: il numero di elettroni che arriva ad ogni secondo sulla placca varia con legge caotica attorno al valore medio e ciò causa una fluttuazione della corrente anodica e, conseguentemente, la nascita di un rumore di fondo ⁽¹²⁾. Questo fenomeno, di natura puramente statistica, è detto *effetto mitraglia* (o *effetto shot*) ed è presente in tutti i tubi, dal diodo ai tubi con molti elettrodi. Esso è fortemente limitato dall'esistenza, attorno al catodo, di una forte carica spaziale, che si comporta, in certo modo, come un serbatoio di elettroni; per questo motivo i tubi elettronici si fanno sempre lavorare con correnti anodiche molto minori di quelle di saturazione ⁽¹³⁾.

Nei pentodi, e in genere nei tubi con griglia schermo, vi è un'altra importante causa di fluttuazione della corrente anodica (e quindi di rumore) ed è la suddivisione della corrente catodica fra l'anodo e lo schermo: il numero di elettroni raccolti dallo schermo (e quindi sottratti alla corrente anodica) non è costante e varia statisticamente attorno ad un valore medio, causando fluttuazioni della corrente anodica. Ne deriva che il rumore prodotto dai tubi a griglia schermo è maggiore di quello prodotto dai triodi ⁽¹⁴⁾.

Il rumore di un tubo proviene da fenomeni interni al tubo stesso e si manifesta all'uscita, sovrapponendosi al segnale amplificato; per la semplicità che ne deriva nei calcoli si preferisce, però, supporre che il rumore provenga da una f. e. m. di rumore e_{rt} posta all'ingresso del

⁽¹²⁾ - La corrente anodica varia continuamente, ma in maniera relativamente più lenta e macroscopica, perchè l'emissione delle varie parti del catodo subisce irregolari e caotiche variazioni: questo fenomeno si dice *effetto di scintillamento* e non produce particolari inconvenienti negli amplificatori di alta frequenza di cui ci occupiamo.

⁽¹³⁾ - In assenza completa di carica spaziale, cioè in regime di saturazione (Vol. I, Cap. IV, n. 8), le fluttuazioni della corrente anodica sono molto rilevanti. Un diodo *saturato* si comporta, agli effetti del rumore, come un generatore di corrente avente una densità spettrale uniforme dalle più basse alle più alte frequenze: il valore della densità spettrale è legato alla corrente anodica I_a ed alla carica dell'elettrone $e = 1,602 \cdot 10^{-19} C$ dalla formula semplicissima $\Phi_f = e I_a$.

⁽¹⁴⁾ - Altre cause di rumore nei tubi — che peraltro non hanno importanza per gli amplificatori per alte frequenze di cui ci stiamo occupando — possono essere la corrente di griglia, dovuta all'arrivo casuale di elettroni o di ioni positivi, e l'emissione secondaria da parte degli elettrodi, che avviene irregolarmente come l'emissione elettronica.

tubo, in serie al segnale e_i , effettivamente esistente, così come è indicato nella figura 11. Il tubo, supposto ora privo di rumore, amplifica in egual grado sia il segnale che il rumore.

La f. e. m. di rumore e_{rt} ha la stessa natura e le stesse proprietà della tensione di rumore termico che nasce in una resistenza: la sua *densità spettrale* è del tutto indipendente dalla frequenza ed è espressa dalla semplice formula:

$$(1) \quad \Phi(f) = \Phi_{rt} = \frac{\alpha e}{g_m},$$

dove $e = 1,602 \cdot 10^{-19} C$ è la carica dell'elettrone, g_m è la conduttanza mutua del tubo ed α è un coefficiente minore di 1 che dipende dalla temperatura del catodo e dalla costituzione del tubo. Nei tubi usuali ed in condizioni normali di lavoro il coefficiente α ha il valore approssimato:

$$(2) \quad \alpha \cong 0,25 \frac{1 + 8I_{a0}/g_m}{1 + I_{s0}/I_{a0}},$$

dove I_{a0} ed I_{s0} sono le correnti di riposo di placca e di schermo; nei triodi, in cui non esiste corrente di schermo ($I_{s0} = 0$) si ha semplicemente $\alpha \cong 0,25$.

Si è detto che la f. e. m. di rumore e_{rt} ha la stessa natura e le stesse proprietà della tensione di rumore prodotta da una resistenza; possiamo aggiungere che, a parità di densità spettrale, il rumore prodotto da un tubo non sarebbe in alcun modo distinguibile da quello prodotto da una resistenza. In considerazione di ciò, per caratterizzare la f. e. m. di rumore di un tubo, si suole definire una *resistenza equivalente di rumore* R_r , la quale è quella resistenza che, a temperatura ambiente ($T = 290^\circ K$), ha la stessa densità spettrale di rumore. Poichè la densità spettrale della tensione di rumore di una resistenza R_r è $\Phi_r = 4kTR_r$, e la densità spettrale di e_{rt} è espressa dalla (1), si dovrà avere:

$$(3) \quad 4kTR_r = \frac{\alpha e}{g_m},$$

e pertanto il valore della resistenza equivalente di rumore del tubo risulta:

$$(4) \quad R_r = \frac{\alpha e}{4kTg_m} \cong \frac{10\alpha}{g_m}.$$

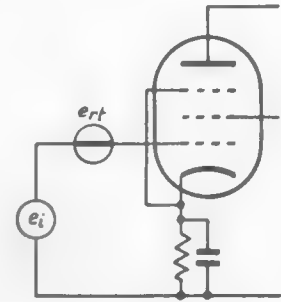


Fig. 11 — Generatore equivalente di rumore del tubo.

Sostituendo ad α il suo valore espresso dalla (2) si ottiene per R_r la espressione:

$$(5) \quad R_r \cong \frac{2,5}{g_m} \frac{1 + 8 I_{s0}/g_m}{1 + I_{s0}/I_{a0}},$$

che diviene semplicemente $R_r \cong 2,5/g_m$ per i triodi ($I_{s0}=0$). Nella Tav. 1 sono riportati i valori di R_r per vari tipi di triodi e pentodi, in condizioni tipiche di lavoro: da esso appare chiara la notevole differenza di com-

TAV. 1 — Resistenza equivalente di rumore di alcuni tubi.

Sigla	Tipo	V_{a0} (V)	V_{s0} (V)	V_{g0} (V)	I_{a0} (mA)	I_{s0} (mA)	g_m (mA/V)	R_r (Ω)
12AT7	Triodo	100	—	-1	3,7	—	4	600
6CW4	Triodo	110	—	-1	7,6	—	9,8	255
6J4	Triodo	150	—	-1,5	15	—	12	208
6AU6	Pentodo	250	150	-1	10,8	4,3	5,2	2600
6AU6	Triodo (*)	150	—	-1	15,1	—	7,25	345
6AK5	Pentodo	120	120	-2	7,5	2,5	5	1800
6AK5	Triodo (*)	120	—	-2	10,2	—	6,75	370
6CB6	Pentodo	125	125	-1	13	3,7	8	1300
6CB6	Triodo (*)	150	—	-2,2	17	—	13	296
6FV6	Pentodo	125	80	-1	10	1,5	8	700

(*) - Pentodo usato come triodo collegando lo schermo alla placca.

portamento fra triodi e pentodi e, comunque, il valore sempre sostanzialmente assai basso della resistenza equivalente di rumore di questi tubi. Esso diviene assai più elevato nei tubi con un maggior numero di griglie, potendo raggiungere varie centinaia di migliaia di ohm nei tubi pentagriglia.

7. — Rapporto segnale-rumore negli amplificatori alle frequenze altissime.

Siamo ora in grado di riprendere l'esame — già iniziato nel n. 3 — della situazione che si verifica all'ingresso degli amplificatori a radiofrequenza allorchè la frequenza di lavoro assume valori via via più alti. Supporremo che l'amplificatore abbia una curva di risposta sufficientemente vicina a quella rettangolare ideale, così che la banda di frequenza Δf effettivamente amplificata coincida praticamente con la banda passante B dell'amplificatore.

Consideriamo il primo stadio di un tale amplificatore, a cui supporremo di applicare un generatore di segnale nelle condizioni già dette in relazione alle figure 6 e 4 del n. 3. Se e_s è la f. e. m. del generatore ed R_s la sua resistenza interna equivalente, la situazione risulta quella indicata nella figura 12 a); in essa sono indicate le f. e. m. di rumore e_{rs} , e_{ri} , e_{rt} , rispettivamente associate alle resistenze R_s , R_i ed al tubo.

Se la resistenza R_i non esistesse (come accade a frequenza sufficientemente bassa) ed il tubo non producesse rumore ($e_{rt}=0$), alla griglia

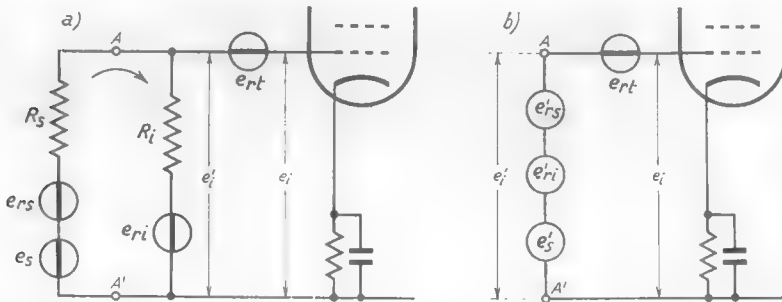


Fig. 12 — Tensioni di segnale e di rumore nel circuito d'ingresso dell'amplificatore.

del tubo sarebbero applicate solamente le tensioni di segnale, e_s , e di rumore e_{rs} . Il valore efficace di quest'ultima ha l'espressione:

$$(1) \quad E_{rs} = 2\sqrt{kTR_s B} ;$$

detto, pertanto, E_s il valore efficace del segnale, il rapporto segnale-rumore all'ingresso risulterebbe ⁽¹⁵⁾:

$$(2) \quad \gamma_0 = \frac{E_s}{E_{rs}} = \frac{E_s}{2\sqrt{kTR_s B}} ,$$

e tale rimarrebbe anche all'uscita dell'amplificatore, se questo non producesse rumore, perchè e_s ed e_{rs} sarebbero amplificati egualmente. Il

(15) - Si considera qui come *rapporto segnale-rumore* il rapporto fra i loro valori efficaci. Altre volte si considera però il rapporto fra i quadrati dei rispettivi valori efficaci, coincidente col rapporto delle loro potenze in una medesima resistenza. L'ambiguità derivante dalla doppia definizione sparisce se si considera l'espressione in *decibel* (Cap. XIII, n. 6) dei suddetti rapporti:

$$\gamma_{dB} = 20 \text{ Log } E_s/E_{rs} = 10 \text{ Log } E_s^2/E_{rs}^2 .$$

rapporto γ_0 , è tipico del generatore considerato in quanto sia E_s che R_s dipendono dalla sua costituzione: esso si può considerare, pertanto, come il *rapporto segnale-rumore proprio del generatore*. Un qualsiasi sistema di accoppiamento o di adattamento di impedenza interposto fra il generatore e l'amplificatore modifica sia E_s che R_s , ma non cambia il valore di γ_0 ⁽¹⁶⁾: ad esempio, l'introduzione di un trasformatore ideale con rapporto di trasformazione N_1/N_2 trasforma E_s ed R_s nella f.e.m. $E_s' = E_s N_2/N_1$ e nella resistenza $R_s' = R_s N_2^2/N_1^2$ che conducono al medesimo valore γ_0 del rapporto segnale-disturbo.

Naturalmente la situazione risulta profondamente diversa in presenza della resistenza R_i (col generatore di rumore e_{ri}) e del generatore di rumore e_{rt} (fig. 12 a). La tensione e_i effettivamente applicata all'amplificatore (fig. 12 a) per effetto del segnale e_s e delle f.e.m. di rumore e_{rs} , e_{ri} , e_{rt} può calcolarsi eseguendo la somma di e_{rt} e della tensione e_i' che si ha ai morsetti AA' per effetto di e_s , e_{rs} ed e_{ri} . Questa è uguale alla somma di e_{ri} e della caduta di tensione provocata in R_i dalla corrente i dei tre generatori; si ha pertanto la formula:

$$(3) \quad e_i' = e_{rt} + R_i i = e_{ri} + \frac{R_i (e_s + e_{rs} - e_{ri})}{R_s + R_i},$$

che si può scrivere:

$$(4) \quad e_i' = \frac{e_s R_i}{R_s + R_i} + \frac{e_{rs} R_i}{R_s + R_i} + \frac{e_{ri} R_s}{R_s + R_i}.$$

Ponendo:

$$(5) \quad e_s' = \frac{e_s R_i}{R_s + R_i}, \quad e_{rs}' = \frac{e_{rs} R_i}{R_s + R_i}, \quad e_{ri}' = \frac{e_{ri} R_s}{R_s + R_i},$$

la tensione e_i' assume la semplice espressione $e_i' = e_s' + e_{rs}' + e_{ri}'$ e può interpretarsi come dovuta a tre generatori di segnali disposti come nella figura 12 b). La tensione effettivamente applicata all'ingresso dell'amplificatore risulta pertanto:

$$(6) \quad e_i = e_s' + e_{rs}' + e_{ri}' + e_{rt},$$

di cui la parte utile è e_s' mentre $e_{rs}' + e_{ri}' + e_{rt}$ costituisce il rumore. In

⁽¹⁶⁾ - In pratica si ha un'inevitabile, sia pure molto piccola, diminuzione del rapporto segnale-rumore a causa del rumore proprio del sistema di adattamento.

queste condizioni, il rapporto segnale-rumore γ è il rapporto fra il valore efficace E_s' di e_s' ed il valore efficace della tensione di rumore $e_{rs}' + e_{ri}' + e_{rt}$; poichè il valore efficace della somma è uguale alla radice quadrata della somma dei quadrati dei valori efficaci (n.4) il rapporto segnale rumore risulta:

$$(7) \quad \gamma = \frac{E_s'}{\sqrt{E_{rs}'^2 + E_{ri}'^2 + E_{rt}^2}}$$

In questa formula i valori efficaci E_s' , E_{rs}' , E_{ri}' delle tensioni e_s' , e_{rs}' ed e_{ri}' sono legati ai valori efficaci di e_s , e_{rs} , e_{ri} dalle relazioni:

$$(8) \quad E_s' = \frac{E_s R_i}{R_s + R_i}, \quad E_{rs}' = \frac{E_{rs} R_i}{R_s + R_i}, \quad E_{ri}' = \frac{E_{ri} R_s}{R_s + R_i},$$

dedotte dalle formule (5). Sostituendo le relazioni (8) nella (7) si ottiene:

$$(9) \quad \gamma = \frac{E_s R_i}{\sqrt{E_{rs}^2 R_i^2 + E_{ri}^2 R_s^2 + I_{rt}^2 (R_i + R_s)^2}},$$

che, dividendo numeratore e denominatore per $E_{rs} R_i$, diviene:

$$(10) \quad \gamma = \frac{E_s/E_{rs}}{\sqrt{1 + \frac{E_{ri}^2 R_s^2}{E_{rs}^2 R_i^2} + \frac{E_{rt}^2}{E_{rs}^2} \left(1 + \frac{R_s}{R_i}\right)^2}}$$

Per il calcolo di γ osserviamo che il numeratore E_s/E_{rs} esprime il rapporto segnale-rumore proprio del generatore applicato all'ingresso, che abbiamo chiamato γ_0 ; inoltre il valore di E_{rs}' è ricavabile dalla formula (1), quello di E_{ri}' è espresso dalla formula:

$$(11) \quad E_{ri}'^2 = 4kTR_r B,$$

dove R_r è la resistenza equivalente di rumore del tubo (n.6). Quanto ad E_{ri}' occorre osservare che la resistenza R_i è una resistenza equivalente, che nasce per fenomeni interni al tubo, e perciò il rumore ad essa associato ha cause diverse da quelle delle resistenze reali. Si trova, peraltro, che la parte di R_i che compete all'induttanza del reoforo catodico (n.3) produce rumore come se fosse una vera e propria resistenza a temperatura ambiente; la parte di R_i , invece, che compete al tempo di transito degli elettroni produce rumore come una resistenza portata ad una tem-

peratura superiore (anche quattro o cinque volte) a quella ambiente. Complessivamente E_{ri}^2 può computarsi come se il rumore fosse prodotto dalla resistenza R_i ad una temperatura tT , essendo t un coefficiente numerico maggiore di uno, valutabile sperimentalmente caso per caso; la sua espressione è pertanto:

$$(12) \quad E_{ri}^2 = 4k t T R_i B.$$

Sostituendo questa espressione, insieme con le espressioni (1) e (12) nella (10), si ottiene subito:

$$(13) \quad \gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + t \frac{R_s}{R_i} + \frac{R_r}{R_s} \left(1 + \frac{R_s}{R_i}\right)^2}}.$$

Questa formula esprime il rapporto segnale-rumore all'ingresso dell'amplificatore ed anche all'uscita del primo stadio di amplificazione, perchè il contributo di rumore del tubo è già stato computato in e_{rt} ; gli altri stadi di amplificazione introducono, anch'essi, rumore, ma in generale non se ne tiene conto perchè, come si è detto del n.4, esso ha effetto piccolo in uscita.

Dalla formula (13) appare che — qualunque sia il valore della resistenza R_i del generatore del segnale e , — il massimo valore di γ si avrebbe per R_i infinitamente grande ed $R_r = 0$; esso coinciderebbe con γ_0 e sarebbe espresso dalla formula (1). Per frequenze sufficientemente basse (al di sotto del centinaio di MHz, per fissare le idee) la resistenza R_i ha valori così grandi che i rapporti $t R_s/R_i$ ed R_r/R_s possono ritenersi trascurabili di fronte ad 1; la formula (13) diviene allora, approssimativamente:

$$(14) \quad \gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + R_r/R_s}}.$$

Per queste frequenze γ può essere mantenuto sufficientemente prossimo a γ_0 facendo in modo che R_i risulti abbastanza grande di fronte ad R_s ; ciò può farsi con un conveniente sistema di accoppiamento fra il generatore di segnale vero e proprio (antenna ricevente) ed il circuito d'ingresso dell'amplificatore, oltre che con un'oculata scelta del tubo. Questo potrà essere un pentodo a basso rumore o, meglio ancora, un triodo; naturalmente in questo caso si deve procedere alla neutralizzazione della

capacità fra placca e griglia oppure, più frequentemente, usare l'entrata catodica.

Al crescere della frequenza (al disopra del centinaio di MHz, per fissare le idee), la resistenza diviene sempre più piccola ed il rapporto R_s/R_i diviene via, via più ragguardevole: dalla formula (13) appare allora che γ si riduce progressivamente di fronte a γ_0 . Al crescere della frequenza diviene quindi sempre più difficile attuare correttamente l'amplificazione perchè in uscita decresce progressivamente il rapporto fra il segnale ed il rumore.

Vedremo nel prossimo paragrafo su quali criteri è basata la tecnica di costruzione dei tubi per rendere possibile l'amplificazione a frequenze sempre più alte. Per ogni tipo di tubo (a cui corrispondono, per ogni frequenza, determinati valori di R_r , R_i e t) esiste un valore ottimo della resistenza R , che rende massimo il valore di γ in rapporto a γ_0 ; tale valore può essere ricavato matematicamente dalla formula (13) e viene ottenuto in pratica con una conveniente scelta del sistema di accoppiamento del generatore all'ingresso dell'amplificatore.

8. — Adattamento della tecnica costruttiva dei tubi alle esigenze delle frequenze altissime.

Le varie considerazioni svolte nei paragrafi precedenti (e particolarmente nei nn. 3 e 7) fanno comprendere quali accorgimenti debbano essere adottati nella costruzione dei tubi destinati ad operare a frequenze molto alte. Essi devono manifestamente tendere a ridurre al minimo: 1) il tempo di transito degli elettroni; 2) le capacità interelettrodiche; 3) l'induttanza dei reofori; 4) la rumorosità propria.

Per rendere piccolo il tempo di transito un metodo è quello di ravvicinare fra loro gli elettrodi, ma ciò aumenta le capacità interelettrodiche; fortunatamente, se tutte le dimensioni del tubo sono ridotte nella stessa proporzione, il coefficiente di amplificazione, la resistenza differenziale anodica e la conduttanza mutua rimangono i medesimi mentre le capacità, le induttanze dei reofori ed il tempo di transito diminuiscono. Su questo principio sono basati gran parte dei tubi destinati all'amplificazione dei piccoli segnali a radiofrequenza nei ricevitori. Negli amplificatori di potenza dei trasmettitori questo metodo urta contro la difficoltà di dissipare efficacemente il calore prodotto sulla placca: le dimensioni non possono, quindi, essere ridotte oltre un certo limite e

la riduzione del tempo di transito ⁽¹⁷⁾ si ottiene dando forti valori alla tensione anodica, così da rendere molto forte la velocità di trasferimento degli elettroni dal catodo verso la placca.

La riduzione dell'induttanza dei reofori si ottiene disponendo per ogni elettrodo vari conduttori di collegamento in parallelo fra loro ⁽¹⁸⁾. Alla diminuzione della rumorosità propria dei tubi si tende cercando di aumentare la loro conduttanza mutua: ricordiamo, infatti, che nei triodi — soli tubi che praticamente si usano — la resistenza equivalente di rumore è inversamente proporzionale a g_m (n. 6: $R_r = 2,5/g_m$). Per ottenere forti valori di g_m occorrono grandi superfici emittenti nel catodo e griglie molto efficienti ⁽¹⁹⁾: i migliori risultati si ottengono passando dalla struttura cilindrica della superficie catodica e della griglia ad una struttura piana. Tipica è la costruzione *a dischi* in cui gli elettrodi (catodo, griglia, anodo) sono piccolissimi. In questi tubi gli elettrodi sono piani, estremamente ravvicinati e provvisti di reofori anulari (dischi) di minima induttanza, che si adattano molto bene a cavi coassiali od a risuonatori a cavità cilindrici: un esempio di *tubo a dischi* è il cosiddetto *triode faro* ("lighthouse,,), mostrato in sezione nella figura 13. Con triodi a dischi è possibile l'amplificazione di tensione e di potenza e la generazione di oscillazioni fino a frequenze dell'ordine di 3000 MHz ($\lambda = 10$ cm) ed oltre.

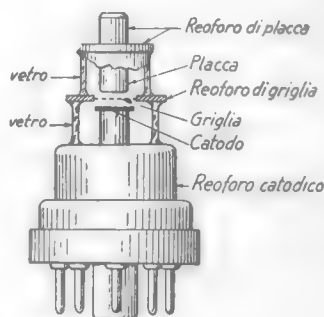


Fig. 23 — Triodo faro parzialmente sezionato.

⁽¹⁷⁾ - Negli amplificatori di potenza (operanti in classe C come alle frequenze più basse) il tempo di transito e l'induttanza del reoforo catodico provocano perdite nel circuito d'ingresso, con la conseguenza che l'amplificatore di eccitazione deve fornire maggiore potenza che a frequenze più basse; ma oltre a ciò essi provocano un effetto assai più grave che consiste in un allargamento degli impulsi di corrente anodica. Difatti, gli elettroni di ciascun impulso che si allontanano dal catodo in istanti successivi sono diversamente accelerati perchè sono sottoposti a campi elettrici (prodotti dalle tensioni di placca e di griglia) diversi da istante ad istante: essi impiegano perciò tempi diversi per giungere sulla placca e così provocano una diffusione nel tempo dell'impulso stesso.

⁽¹⁸⁾ - Ricordiamo che l'induttanza di più conduttori in parallelo è pari all'inverso della somma degli inversi delle singole induttanze.

⁽¹⁹⁾ - Ricordiamo che g_m misura l'attitudine della griglia a controllare la corrente anodica.

I tubi a dischi rappresentano l'estremo sforzo della tecnica per portare i tubi di costituzione classica (essenzialmente triodi) a lavorare alle più alte frequenze. Ma è cambiando completamente i principi di funzionamento ed i metodi di costruzione che la tecnica elettronica è riuscita ad ottenere tubi veramente adatti ad amplificare e generare oscillazioni aventi le frequenze più alte nel campo delle microonde: essi sono basati sull'interazione fra campi elettrici ed elettroni, che esamineremo nel prossimo capitolo.

CAPITOLO XVIII

M I C R O O N D E

1. — Generalità sui circuiti nel campo delle microonde.

Si è detto nel capitolo precedente che al crescere della frequenza verso il limite della banda U. H. F. e soprattutto entro la banda S. H. F. le perdite che si verificano nelle linee (sempre di tipo coassiale) e nei risuonatori da esse derivati divengono proibitive. Praticamente per frequenze superiori ad $1 \div 2$ GHz le linee non sono più adoperate se non per brevi tratti di raccordo: si usano al loro posto *guide d'onda* e *risuonatori a cavità* (Cap. XIII, nn. 16-17): i piccoli valori della lunghezza d'onda fanno sì che le loro dimensioni siano del tutto accettabili.

Per le suddette frequenze i circuiti assumono una struttura del tutto diversa da quella comune alle frequenze più basse: i fili conduttori non esistono più ed i circuiti sono costituiti da guide d'onda a cui sono connessi i risuonatori a cavità, i tubi elettronici, i sistemi irradianti o riceventi (antenne) e gli altri dispositivi necessari. Una tecnica molto delicata si è sviluppata per effettuare i suddetti collegamenti; ma essa ha carattere molto specializzato ed esorbita dai limiti di questo testo ⁽¹⁾. Di grande interesse generale sono invece i principi ed i fenomeni su cui si basano i tubi elettronici che in questo campo di frequenze sostituiscono i classici tubi studiati finora. I suddetti tubi (klystron, magnetron, tubi ad onda progressiva) sfruttano essenzialmente l'interazione fra campi elettrici ed elettroni, che esamineremo nel prossimo paragrafo.

⁽¹⁾ - Si veda: G. DILDA - *Microonde* (Ed. Levrotto e Bella, Torino).

2. — Interazione fra campi elettrici ed elettroni: modulazione di velocità.

La velocità finita degli elettroni e la corrente indotta che essi producono negli elettrodi di fronte ai quali si muovono — fenomeni che nei tubi normali producono effetti dannosi (Cap. XVII, n. 3) — sono sfruttati quali effetti utili nei tubi per microonde (klystron, tubi ad onda progressiva, magnetron). Per rendersi conto di come detti effetti possano essere

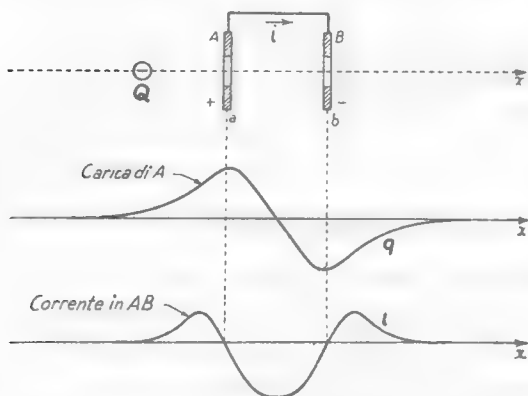


Fig. 1 — Interazione fra cariche in moto e conduttori.

utilizzati, è opportuno esaminare il fenomeno di induzione in un conduttore prodotto da una carica in movimento. Consideriamo (fig. 1) una carica negativa Q (ad esempio, un gruppetto di elettroni) che si muova con velocità costante nella direzione x , di fronte al sistema di conduttori A , B collegati da un filo conduttore; essa desta una carica positiva q nel conduttore più vicino e negativa

nell'altro. La carica q indotta in A varia da istante ad istante perchè varia la distanza fra Q ed A ; nel conduttore AB circola perciò una corrente i che ad ogni istante ha il valore $i = dq/dt$.

Nella figura 1 è mostrato come varia la carica q di A durante lo spostamento di Q da sinistra verso destra ed il contemporaneo andamento di $i = dq/dt$. Se A , B ed il filo che li collega fossero conduttori perfetti, privi cioè di resistenza, alla corrente i non corrisponderebbe alcuna dissipazione di energia; se invece, come sempre accade, nel tratto AB c'è una resistenza, si ha dissipazione di energia la quale non può che essere fornita dalla carica Q in movimento e di conseguenza questa dovrà diminuire la sua velocità. Un caso molto interessante è quello in cui il sistema AB fa parte di un circuito oscillatorio; in conseguenza della carica variabile indotta, questo entra in oscillazione a spese della diminuzione di velocità di Q . L'oscillazione naturalmente è smorzata, a meno che non giungano ad ogni periodo, nel momento più opportuno, nuove cariche che, a spese della diminuzione di velocità, apportino l'ener-

gia necessaria per il mantenimento dell'oscillazione. La massima diminuzione di velocità, e quindi la massima cessione di energia al circuito, si ha se il periodo e la fase delle oscillazioni sono tali che mentre Q si avvicina al piano a da sinistra, la tensione di A sia negativa (e quindi si opponga al moto di Q , decelerandolo) e sia nulla allorchè Q attraversa il piano a ; che A sia positivo e B negativo quando Q si trova fra a e b ; infine che B sia positivo allorchè Q si allontana da b verso destra. In queste condizioni la carica Q in ogni istante si muove in un campo elettrico antagonista e perciò perde velocità; la conseguente diminuzione di energia corrisponde ad energia acquistata dal circuito oscillatorio.

Più in generale, tutte le volte che una carica si muove entro un campo elettrico che tenda a rallentarla, la carica diminuisce la sua velocità *cedendo energia al campo elettrico*; viceversa se il campo elettrico ha direzione e verso tali da accelerare la carica, questa *aumenta la sua velocità, e quindi accresce la sua energia, a spese del campo elettrico* cioè, in definitiva, dell'organo che lo produce. Un'interessante applicazione dell'interazione fra campi elettrici ed elettroni è il sistema per *modulare in velocità* un fascio di elettroni, che costituisce la base del funzionamento dei klystron.

Supponiamo che, nella figura 1, al posto della carica Q che si muove nella direzione x , esista un fascetto di elettroni di velocità e densità costanti, diretto secondo l'asse x e, inoltre, fra A e B sia disposto un generatore di oscillazioni. Se la velocità del fascio è scelta opportunamente, fra gli elettroni che successivamente sfilano di fronte ad AB ve ne saranno alcuni che arrivano all'istante opportuno per ricevere continuamente energia (come la carica Q del caso precedente), ma ve ne saranno altri che invece sono continuamente sottoposti ad un campo antagonista e cedono energia diminuendo la propria velocità; ve ne saranno poi altri che si vengono a trovare in condizioni intermedie, cioè durante una frazione del periodo dell'oscillazione ricevono energia e durante un'altra frazione ne cedono; perciò complessivamente, a seconda dei casi, possono essere accelerati, decelerati o possono mantenere la propria velocità. In definitiva la velocità degli elettroni del fascio risulta variata fra un massimo ed un minimo con la stessa legge delle oscillazioni: il fascio risulta così, come suol dirsi, *modulato in velocità*. Contemporaneamente il generatore cede energia agli elettroni la cui velocità aumenta e ne riceve da quelli che sono decelerati, ma mediamente in un periodo l'energia spesa è nulla (a parte le perdite).

Negli ordinari tubi elettronici la griglia negativa controlla la densità di un fascio elettronico e ciò (fino a che non si tiene conto del tempo di transito) senza dispendio di energia; nei tubi a *modulazione di velocità* due griglie poste sul cammino di un fascio di elettroni agiscono come i conduttori *A* e *B* dell'esperienza ideale schematizzata nella figura 1, controllando la velocità del fascio, senza dispendio di energia da parte del generatore applicato alle griglie. Nei normali tubi la modulazione della corrente anodica da parte della griglia permette di prelevare energia sotto forma continua da un alimentatore anodico e di cederla sotto forma alternativa ad un circuito di carico; vedremo come sia possibile ottenere lo stesso risultato nei *tubi a modulazione di velocità*.

3. — Il klystron.

Il *klystron* ⁽²⁾ è il prototipo dei tubi a modulazione di velocità; in esso, a differenza dei tubi finora studiati, i circuiti risonanti fanno parte del tubo stesso e sono costituiti da risuonatori a cavità di tipo rientrante,

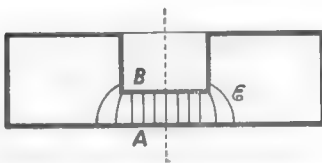


Fig. 2 — Risuonatore a cavità usato nei klystron (sezionato).

di cui è mostrato lo schema nella figura 2.

Essi sono essenzialmente risuonatori cilindrici (Cap. XIII, n. 17) in cui una parte, *B*, della base superiore è ravvicinata alla base inferiore, *A*; allorchè il risuonatore è in oscillazione il campo elettrico alternativo nella zona compresa fra *B* ed *A* è uniforme, come fra le armature di un condensatore piano. Nel klystron il disco *B* e la

parte della base inferiore ad esso prospiciente hanno la struttura di griglia e costituiscono gli elettrodi del comando di velocità (fig. 3). Un *cannone elettronico* (Vol. I, Cap. XV, n. 1), non visibile in figura, dirige un fascio di elettroni di velocità *V* contro le griglie *A* e *B*, tenute allo stesso potenziale continuo dell'anodo del cannone elettronico. Il risuonatore a cavità è in oscillazione, eccitato da un elettrodo immerso nella cavità, collegato ad un generatore tramite un cavo coassiale. Gli elettrodi *A* e *B* giocano lo stesso ruolo dei conduttori *A*, *B* della figura 1; il fascio

⁽²⁾ - Il termine *klystron* (si pronuncia *clistron*) deriva dal verbo greco κλύζειν che significa "sollevare flutti, onde".

che ha attraversato le griglie ed entra nel cosiddetto *tubo di scorrimento* è modulato in velocità, cioè gli elettroni che lo compongono hanno una velocità alternativamente maggiore e minore di V , col ritmo impresso dalla oscillazione del risonatore a cavità. Nel tubo di scorrimento gli elettroni mantengono la velocità acquistata; accade però che gli elettroni accelerati tendono a raggiungere gli elettroni che li hanno preceduti e che sono stati decelerati. Ne risulta che gli elettroni, usciti uniformemente dalla griglia B , tendono a raccogliersi a gruppetti, uno per ogni periodo dell'oscillazione modulante; *la modulazione di velocità si traduce dunque, entro il tubo di scorrimento, in una modulazione di densità del fascio elettronico*. Naturalmente gli elettroni veloci sopravanzano poi gli elettroni lenti e il gruppetto si disfa; ma un altro se ne forma più lontano perchè i medesimi elettroni più veloci raggiungono quelli lenti entrati nel tubo di scorrimento in un periodo precedente.

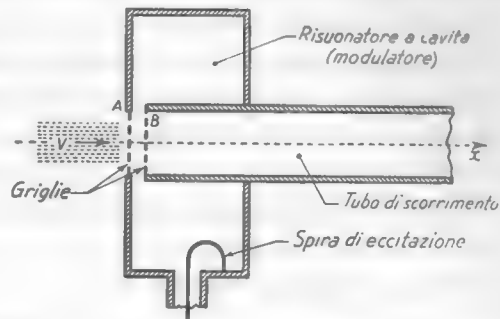


Fig. 3 — Particolari del sistema di modulazione di velocità di un klystron.

Si sfrutta la formazione dei gruppetti di elettroni (cioè la trasformazione della modulazione di velocità in modulazione di densità) per prelevare potenza dal fascio di elettroni. Precisamente si dispone un risonatore a cavità, identico a quello modulatore, colle griglie situate là dove si forma il primo gruppetto di elettroni (fig. 4). Questo gruppetto transitando attraverso alle griglie C e D cede, col meccanismo studiato nel paragrafo precedente, energia al risonatore, riducendo la propria velocità. Dopo di ciò gli elettroni hanno finito il loro compito; essi proseguono la loro

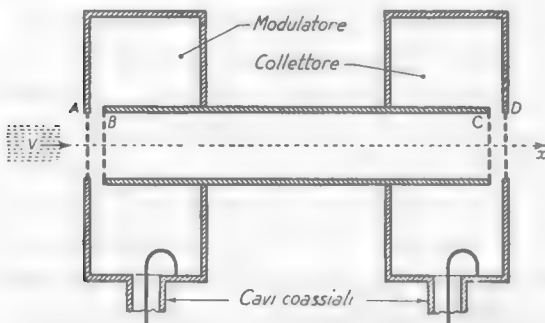


Fig. 4 — Struttura schematica di un klystron.

identico a quello modulatore, colle griglie situate là dove si forma il primo gruppetto di elettroni (fig. 4). Questo gruppetto transitando attraverso alle griglie C e D cede, col meccanismo studiato nel paragrafo precedente, energia al risonatore, riducendo la propria velocità. Dopo di ciò gli elettroni hanno finito il loro compito; essi proseguono la loro

corsa e vengono raccolti da un elettrodo collettore che, come la placca di un ordinario triodo, li rimette in circolazione.

L'apporto costante di energia da parte dei gruppetti di elettroni che, uno per periodo, attraversano le griglie del risuonatore, mantiene questo in oscillazione persistente; l'energia oscillatoria viene prelevata dal risuonatore mediante il solito sistema della spira immersa nella cavità.

L'insieme del cannone elettronico, dei due risuonatori, del tubo di scorrimento e dell'elettrodo raccogliatore facenti parte di un unico tubo a vuoto, costituiscono il *klystron*; esso può essere utilizzato, a seconda del tipo di costruzione, come amplificatore di tensione o di potenza ed anche come moltiplicatore di frequenza.

Il klystron è spesso usato come autooscillatore; per questo si stabilisce un accoppiamento fra le due cavità risonanti a mezzo di un cavo

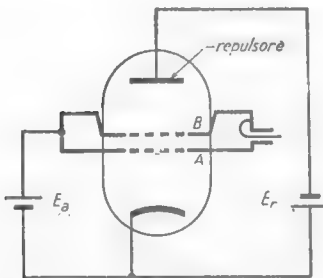


Fig. 5 — Schema elettrico di un klystron reflex.

coassiale, in modo tale che una piccola frazione della potenza di uscita mantenga in oscillazione, con la fase opportuna, la cavità modulatrice. È però possibile semplificare questa struttura e far uso di un solo risuonatore a cavità; per ottenere ciò si dispone nello spazio di scorrimento, ad una conveniente distanza dalla griglia *B* del modulatore, un elettrodo a potenziale negativo fisso, detto *repulsore*, il quale respinge gli elettroni

in arrivo verso la griglia *B*. La posizione e la tensione del repulsore sono scelte in modo che il raggruppamento degli elettroni avvenga durante il ritorno, di fronte alla griglia *B* del modulatore: il gruppo allora, attraversando *B* ed *A*, cede energia al risuonatore; regolando opportunamente le tensioni si può fare in modo che le fasi siano quelle adatte per ottenere l'innesco e la persistenza dell'oscillazione. Il tubo così costituito prende il nome di *klystron reflex*: esso ha la struttura e le dimensioni di un normale tubo ricevente; nella figura 5 ne è mostrato lo schema elettrico.

Con tali oscillatori si raggiungono comodamente frequenze di $10 \div 15$ GHz ($\lambda = 3 \div 2$ cm); la frequenza di funzionamento è essenzialmente fissata dalle dimensioni della cavità risuonante ma risente anche in piccola misura delle variazioni della tensione acceleratrice E_a e del repul-

sore E_r ⁽³⁾. In alcuni tubi è prevista una piccola regolazione della frequenza mediante deformazione di una delle basi del risonatore, che all'uopo è costruita in lamiera flessibile. A titolo di esempio forniamo i dati più significativi del klystron reflex 2K25 operante sulla frequenza di 9 GHz: $E_a = 300$ V, $E_r = -160$ V; per via meccanica è ottenibile una variazione di frequenza da 8,5 a 9,6 GHz, per via elettrica (agendo sul repulsore) una variazione di circa 30 MHz; la potenza di uscita è di circa 25 mW. L'esempio si riferisce ad un tubo di potenza modestissima, usato spesso come oscillatore locale in ricevitori radar ($\lambda = 3$ cm); ma esistono klystron che riescono a fornire — sia pure in impulsi brevissimi — potenze di decine di megawatt, con tensioni applicate di centinaia di chilovolt.

4. — Il tubo ad onda progressiva.

Il tubo ad onda progressiva è un amplificatore basato sull'interazione di un fascio di elettroni col campo elettrico di un'onda elettromagnetica

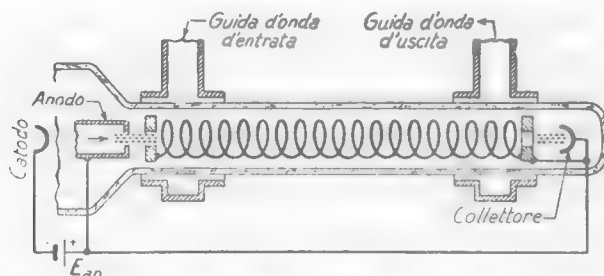


Fig. 6 — Struttura schematica di un tubo ad onda progressiva.

che si propaga con velocità leggermente inferiore a quella degli elettroni. In linea di principio la costituzione del tubo ad onda progressiva è indicata nella figura 6: un cannone elettronico (Vol. I, Cap. XV, n. 1), parzialmente visibile in figura, invia un fascio di elettroni di velocità V entro un'elica di filo conduttore tenuta allo stesso potenziale continuo

⁽³⁾ - Questa proprietà è spesso sfruttata per ottenere la modulazione di frequenza dell'oscillazione generata, variando con la legge del segnale modulante la tensione continua del repulsore.

dell'anodo del cannone elettronico; gli elettroni attraversano longitudinalmente l'elica, lungo il suo asse, e giungono su un elettrodo collettore che, come la placca di un tubo, li raccoglie e li rimette in circolazione.

L'elica, avente una lunghezza di $10 \div 20$ cm ed un raggio di pochi millimetri, può considerarsi come una linea di trasmissione unifilare (Cap. XIII, n. 12) in cui un'onda e. m. di lunghezza molto piccola (centimetrica) è immessa induttivamente dall'estremo sinistro per mezzo di una guida d'onda e si propaga *lungo il filo* con velocità prossima alla velocità della luce c . Nell'interno dell'elica i campi elettrici prodotti dall'onda che si propaga sulle successive spire si combinano fra loro in

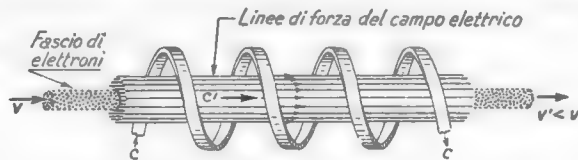


Fig. 7 — Gli elettroni del fascio si muovono lungo le linee di forza del campo elettrico assiale.

maniera assai complessa: si trova che essi danno origine, nella regione assiale, ad un campo elettrico il quale ha linee di forza parallele all'asse dell'elica, come è indicato schematicamente nella figura 7, e varia nello spazio e nel tempo con la legge di un'onda propagantesi lungo l'asse con la velocità:

$$(1) \quad c' = \frac{p}{2\pi r} c ,$$

essendo p il passo dell'elica ed r il suo raggio. Scegliendo il passo p dell'elica opportunamente piccolo di fronte alla circonferenza ($2\pi r$), la velocità di propagazione c' dell'onda può essere resa assai piccola di fronte a c ; non costituisce allora difficoltà fare in modo che elettroni del fascio, che si muove entro il campo elettrico (fig. 7), abbiano una velocità V dello stesso ordine di grandezza di c' (4). Quando si è in queste condizioni

(4) - Se, al esempio, è $r=4$ mm, $p=2$, risulta $c'=0,08 c=24 \cdot 10^6$ m/sec. Poichè la velocità V acquisita da elettroni sottoposti ad una tensione acceleratrice U è espressa dalla formula $V=594 \cdot 10^3 U$ (Vol. I, Cap. IV, n. 1), si vede subito che è sufficiente una tensione anodica di 1600 volt per ottenere una velocità degli elettroni dell'ordine di c' .

ha luogo un'interazione fra il campo elettrico assiale e gli elettroni del fascio con meccanismo analogo a quello che si ha nei klystron: il campo elettrico alternativo dell'onda provoca una modulazione di velocità degli elettroni del fascio a cui consegue una trasformazione in modulazione di densità e formazione di gruppetti di elettroni. Uno studio assai complesso mostra che se la velocità del fascio elettronico è superiore a quella dell'onda ne risulta una situazione tale che i gruppetti di elettroni trovano sempre il campo elettrico *contrastante al loro moto*. Ne deriva una diminuzione di velocità (e quindi di energia cinetica) degli elettroni, a cui consegue, come sappiamo (n.2), una cessione di energia al campo elettrico e, da questo, all'onda che si propaga lungo il filo dell'elica: in conclusione, all'estremo dell'elica l'onda e.m. ha energia (prelevabile mediante la guida d'onda indicata nella figura 6) maggiore di quanta ne aveva all'inizio ed in ciò consiste la proprietà amplificatrice del tubo ad onda progressiva. Questo può dunque considerarsi come una particolare linea di trasmissione in onde progressive in cui un'onda e.m., propagandosi da un estremo all'altro, *si esalta invece di attenuarsi* grazie ad un apporto continuo di energia da parte degli elettroni del fascio: l'energia di questi, naturalmente, proviene dalla sorgente di alimentazione continua E_{ao} che provvede alla loro accelerazione ⁽⁵⁾.

Per una buona efficienza del tubo, il fascio elettronico deve correre compatto entro l'elica; senza particolari accorgimenti, il fascio, per le mutue repulsioni fra gli elettroni, tende ad allargarsi, così che un certo numero di elettroni può cadere sul filo dell'elica. Ciò costituisce un inconveniente sia perchè gli elettroni urtando contro l'elica possono riscaldarla e danneggiarla, sia soprattutto perchè questi elettroni risultano perduti ai fini della conversione della loro energia cinetica in energia elettromagnetica. Per evitare questi inconvenienti, il tubo ad onda progressiva viene infilato lungo l'asse di un solenoide percorso da corrente continua: il campo magnetico prodotto dal solenoide è parallelo all'asse dell'elica ed agendo sugli elettroni in moto come su correnti, li costringe a seguire percorsi paralleli all'asse stesso, eliminando così l'allargamento del fascio.

⁽⁵⁾ - È appena necessario osservare che gli elettroni escono dall'elica e giungono sul collettore con velocità V' minore di quella con cui sono entrati, V ; la variazione di energia cinetica $m(V^2 - V'^2)/2$ è pari all'energia ceduta all'onda.

I tubi ad onda progressiva non hanno (a differenza dei klystron) una frequenza propria di lavoro e possono generalmente operare entro una vasta gamma di frequenza che dipende soprattutto dalle guide d'onda e dal loro adattamento alla linea ad elica, dato che questa è, di per sè, praticamente aperiodica. Si costruiscono tubi ad onda progressiva di potenza molto piccola adatti per ricevitori (n.6) ed altri di potenza relativamente forte (qualche watt) destinati ai trasmettitori: ad esempio, il tubo ad onda progressiva *N1023M*, operando alla frequenza di 4 GHz ($\lambda = 7,5$ cm), con una tensione $E_{no} = 2500$ V produce una potenza d'uscita di 4 W con una potenza d'ingresso 100 volte minore.

Con un collegamento opportuno fra uscita ed entrata è possibile trasformare il tubo ad onda progressiva da amplificatore in oscillatore: si costruiscono però dei tubi appositi, detti *tubi ad onda inversa*, destinati a tale scopo, in cui il collegamento di reazione fra uscita ed entrata è attuato nell'interno del tubo stesso per via elettromagnetica.

5. — Il magnetron.

Nel klystron con due risuonatori (fig.4) gli elettroni che escono dalla griglia *D* hanno una velocità inferiore a quella posseduta prima di penetrare nella griglia *A*, ma possiedono pur sempre una velocità diversa da zero e quindi un'energia cinetica che potrebbe essere sfruttata per alimentare un altro risuonatore a cavità posto sul percorso degli elettroni alla giusta distanza da *D* ⁽⁶⁾. Pur di fare le cose correttamente, sarebbe insomma possibile sottrarre al fascio di elettroni tutta la sua energia disponendo un conveniente numero di risuonatori sul cammino degli elettroni. Questo, sostanzialmente, accade nel *magnetron a cavità* che è il tubo più moderno ed efficiente per la *generazione di oscillazioni* ad elevatissima potenza e frequenza; nel magnetron gli elettroni, grazie all'azione combinata di un campo elettrico e di un campo magnetico, *seguono dei percorsi curvilinei e passano successivamente di fronte a vari risuonatori a cavità cedendo la loro energia.*

⁽⁶⁾ - Questo metodo è effettivamente usato nei klystron per forti potenze: nel klystron *TH2013A*, ad esempio, si hanno tre cavità successive oltre quella modulante; della potenza conferita al fascio elettronico dall'alimentatore viene trasformato in potenza utile circa il 40%.

Strutturalmente il magnetron è un tubo elettronico a due elettrodi (catodo ed anodo) nel quale agiscono simultaneamente un campo elettrico acceleratore fra placca e catodo ed un campo magnetico uniforme le cui linee di forza sono parallele all'asse del catodo; la costituzione iniziale del magnetron era quella schematicamente indicata nella figura 8. Il magnetron a cavità moderno, pur essendo ancora un diodo a elettrodi cilindrici immerso in un campo magnetico, ha una struttura profondamente diversa; nella figura 9 ne è mostrata una sezione in un caso tipico. Il catodo è costituito da un cilindro cavo, conduttore, la cui superficie (notevolmente estesa di fronte a quella del catodo di un tubo ordinario) è ricoperta

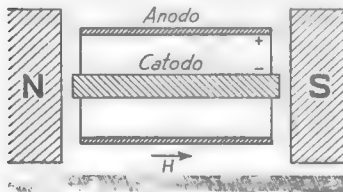


Fig. 8 — Struttura originaria del magnetron.

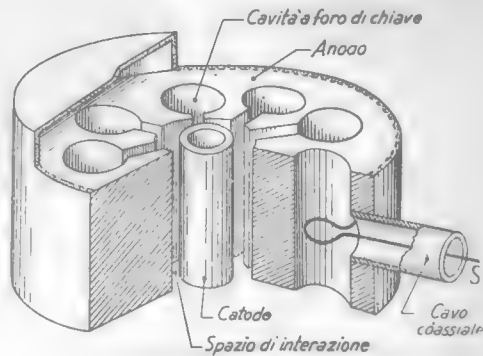


Fig. 9 — Struttura di un magnetron a cavità.

di ossido di bario ed è atta a fornire una forte corrente di emissione elettronica. Nell'interno del cilindro catodico è disposto lo scaldatore (non visibile in figura) di tipo simile a quello dei tubi ordinari. L'anodo è costituito da un cilindro cavo di rame di grosso spessore nel cui interno è alloggiato il catodo: lo spazio vuoto compreso fra la superficie interna anodica e la superficie esterna catodica è chiamato *spazio di interazione*. Nello spessore dell'anodo sono praticati alcuni fori cilindrici in numero pari (6, 8 o più) con asse parallelo all'asse dell'anodo e del catodo; essi comunicano con lo spazio di interazione mediante fenditure che danno alle cavità l'aspetto di un foro di chiave.

L'aspetto esterno di un magnetron a cavità è mostrato nella figura 10 insieme con la sua tipica sistemazione fra le espansioni polari del magnete che produce un campo magnetico con linee di forza parallele all'asse del magnetron: in figura f_1 ed f_2 sono i terminali dei conduttori per la corrente di riscaldamento del catodo (uno di essi è elettricamente connesso al catodo); S è il conduttore per il prelievamento dell'energia

oscillatoria dall'interno del magnetron. P è la placca munita di alette di raffreddamento per dissipare il calore che si sviluppa durante il funzionamento. Poichè l'anodo rappresenta il corpo stesso del magnetron, non

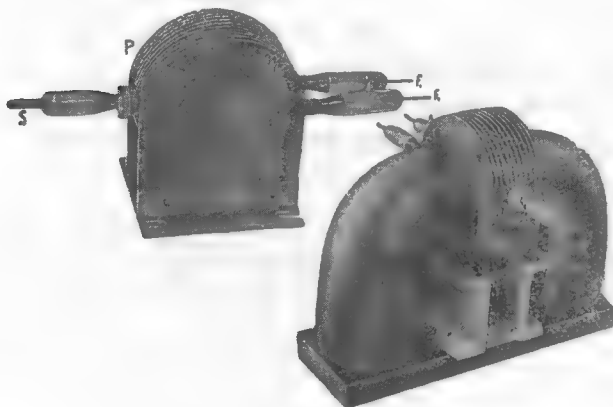


Fig. 10 — Aspetto esterno di un magnetron e sua sistemazione fra le espansioni polari di un magnete permanente.

può essere portato ad un potenziale positivo come nei tubi ordinari; esso è collegato meccanicamente ed elettricamente a massa ed è invece applicata al catodo una tensione negativa $-E_{c0}$.

La teoria del magnetron è di estrema complessità ⁽¹⁾ e non è ancora stata svolta in maniera del tutto esauriente: daremo qui sol-

tanto un cenno dei fenomeni principali che hanno luogo nel magnetron. Ciascuna *cavità a foro di chiave* (fig. 11) equivale ad un circuito risonante di cui si può pensare che le guancie affacciate costituiscano la capacità, e la superficie cilindrica l'induttanza. Un qualunque transitorio elettrico

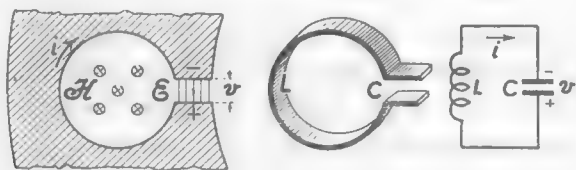


Fig. 11 — Ciascuna cavità è un risuonatore, equivalente ad un circuito risonante.

o magnetico genera nella cavità un'oscillazione che si manifesta con un campo magnetico alternativo \mathcal{H} nell'interno del cilindro ed una corrente i sulla sua superficie, oltre che con un campo elettrico \mathcal{E} ed una tensione v fra le guancie affacciate, come è schematicamente indicato nella figura 11.

(¹) - Una trattazione semplificata, assai chiara, è contenuta nel testo: G. DILDA - *Microonde*, Parte II, Cap. IV (Ed. Levrotto e Bella, Torino, 1956).

Quando nasce l'oscillazione in una delle cavità anche tutte le altre entrano in oscillazione, grazie ad un accoppiamento magnetico che si stabilisce fra di esse (fig. 12), del tutto simile all'accoppiamento per mutua

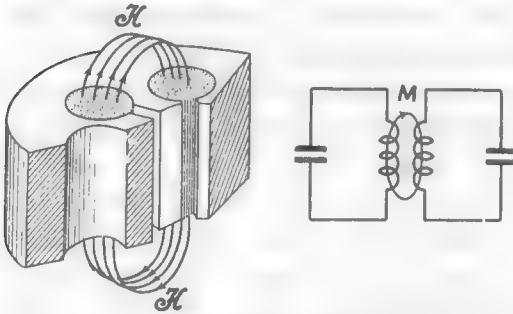


Fig. 12 — Concatenamento magnetico fra due risuonatori a cavità e suo equivalente circuitale.

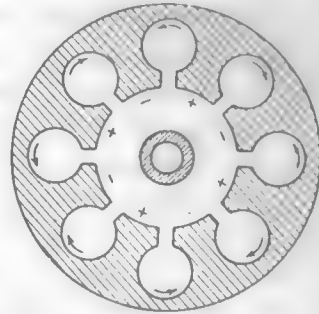


Fig. 13 — Versi delle correnti e segni delle tensioni nel complesso delle cavità in oscillazione.

induzione fra due circuiti oscillatori ordinari. In questa oscillazione collettiva le cavità adiacenti oscillano con fase opposta, le cavità alterne con la medesima fase; ne risultano per le correnti e le tensioni, ad un

determinato istante, i versi ed i segni indicati nella figura 13 ⁽⁸⁾. Tutto ciò avviene nel cilindro anodico indipendentemente dall'applicazione al magnetron delle tensioni di alimentazione e del magnete; consideriamo ora la situazione esistente quanto il magnetron è in condizioni di lavoro.

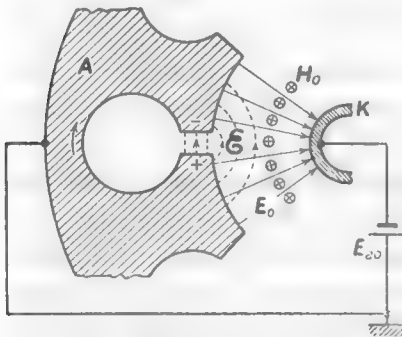


Fig. 14 — Schematica rappresentazione dei campi presenti nello spazio di interazione.

vano sottoposti ai seguenti campi: a) Un campo elettrico continuo E_0 (fig. 14) diretto dalla placca verso il catodo prodotto dalla differenza di

⁽⁸⁾ - Altri modi di oscillazione, non desiderati, sono possibili e conducono ad una diversa relazione di fase fra le cavità; si evita la loro formazione collegando i settori alterni con brevi tratti di conduttore, detti *straps*.

potenziale fra anodo e catodo E_{a0} (tensione anodica di riposo); b) un campo elettrico alternativo \mathcal{E} fra i settori adiacenti del cilindro anodico, prodotto dall'oscillazione contemporanea dei risuonatori a cavità; c) un campo magnetico continuo H_0 , con linee di forza parallele all'asse del cilindro anodico, prodotto dal magnete permanente esterno. Sotto l'azione di questi campi una parte degli elettroni usciti dal catodo, dopo un breve percorso nello spazio di interazione, ricade sul medesimo; un'altra parte si avvia verso l'anodo e costituisce la parte utile per il funzionamento.

I percorsi degli elettroni che si avviano verso l'anodo avvengono secondo quattro direttrici principali (legate al segno alterno dei settori

anodici prospicienti al catodo), dando luogo alla formazione di una nube di cariche negative, che in sezione appare come una sorta di croce a bracci uguali (fig. 15): entro i singoli bracci le traiettorie elettroniche hanno un andamento complicatissimo di cui un'idea è fornita nella figura 15. Il periodico cambiamento dei segni dei settori anodici (dovuto all'oscillazione delle cavità) fa sì che i bracci della croce cambino continuamente di posizione, come se la croce stessa ruotasse attorno al suo centro con velocità vertiginosa. Gli elettroni di ciascun braccio nel passare davanti alle fenditure del cilindro anodico

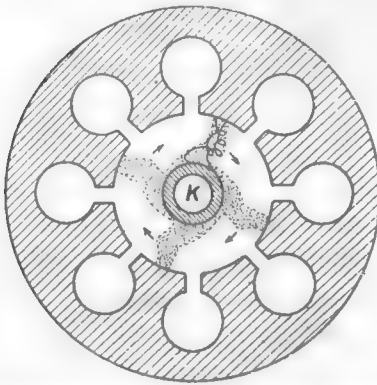


Fig. 15 — Le traiettorie elettroniche si svolgono secondo quattro direttrici principali, dando luogo ad una carica spaziale negativa la cui configurazione ruota con enorme velocità.

interagiscono col campo elettrico alternativo, cedendo energia alle rispettive cavità, col meccanismo stesso con cui nella figura 1 la carica negativa Q cede energia ai conduttori AB e con cui nel klystron i gruppi di elettroni (formatisi grazie alla modulazione di velocità) cedono energia al collettore (fig. 4). L'iniziale oscillazione delle cavità risonanti risulta in tal modo esaltata e portata ad un intenso valore di regime; l'energia oscillatoria ottenuta nel complesso delle cavità risonanti viene estratta da una delle cavità mediante la spira indicata nella figura 9. Le potenze che in tal modo si possono ottenere sono elevatissime fino alle più alte frequenze dello spettro delle radioonde, con rendimenti che nei casi pratici si aggirano fra il 30 ed il 60%.

I magnetron a cavità hanno estesissima applicazione nella tecnica dei radar; vedremo che per questo essi devono generare soltanto treni di oscillazioni della durata di circa $1 \mu\text{sec}$ ($=10^{-6} \text{sec}$). In tali condizioni vengono periodicamente applicati al catodo impulsi di tensione negativi della durata sopradetta, durante i quali il magnetron entra in oscillazione. Per avere un'idea degli ordini di grandezza degli elementi connessi a tale regime impulsivo diremo che, ad esempio nel magnetron 4J36 ($\lambda=10 \text{cm}$), l'induzione nel traferro del magnete è $B=0,3 \text{ weber/m}^2$, la tensione negativa E_{ao} , applicata ad impulsi, è di 24000 V , la corrente media durante l'impulso è di 43 A ; la potenza corrispondente di alimentazione, durante l'impulso, è di 1000 kW ; la potenza oscillatoria erogata durante l'impulso, sulla lunghezza d'onda di 10 cm , è 490 kW ; il rendimento è 49% . I dati precedenti si riferivano ad impulsi della durata di 10^{-6} sec , succedentesi al ritmo di 1000 al secondo; ne consegue una potenza media di $490/1000 \text{ kW}=490 \text{ W}$.

Coi magnetron a cavità si raggiungono comodamente lunghezze d'onda di $2 \div 3 \text{ cm}$ con potenze impulsive fino a centinaia di kW.

6. — Cenno sulla ricezione delle microonde.

I ricevitori a microonde — come quelli per onde più lunghe — sono sempre del tipo *supereterodina* e sono attuati secondo gli schemi di principio visti nei capitoli X e XII, a seconda che si debbano ricevere oscillazioni modulate in ampiezza od in frequenza.

Lo stadio *preselettore*, finchè la frequenza lo permette, è un amplificatore, al fine di applicare allo stadio di conversione di frequenza (generalmente più rumoroso di uno stadio di amplificazione) un'oscillazione già sufficientemente grande. Con *triodi a dischi* (Cap. XVII, n. 8) è ancora possibile l'amplificazione fino a frequenze di $1 \div 3 \text{ GHz}$; per queste frequenze, peraltro, trovano impiego soprattutto i *tubi ad onda progressiva* (n. 4), mentre i *klystron* sono poco usati perchè più rumorosi. Coi tubi ad onda progressiva si può spingere l'amplificazione fin oltre $4 \div 5 \text{ GHz}$; per frequenze ancora più alte l'amplificazione diviene veramente una impresa ardua. Perciò, là dove si usano tali frequenze, come nel radar il preselettore diviene un puro sistema selettivo (spesso insito nella guida che collega l'antenna al ricevitore) e l'oscillazione in arrivo è applicata direttamente allo stadio di conversione, naturalmente attuato in modo da produrre il minimo rumore possibile.

La conversione di frequenza si attua esclusivamente con diodi che, fra tutti i dispositivi elettronici non lineari (Cap. VIII, n. 1, fig. 4), introducono il minimo rumore: i migliori risultati si ottengono con *diodi a cristallo di silicio* del tipo *a punta* (Vol. I, Cap. VIII, n. 8). Nella figura 16 è mostrata la sezione di un diodo comunemente usato nei radar: l'insieme costituisce una specie di cartuccia di dimensioni assai più piccole di quanto è mostrato in figura: i reofori sono la punta superiore ed il fondello. L'oscillatore locale del convertitore è normalmente costituito da un klystron reflex.

Come esempio di convertitore di frequenza a cristallo descriviamo quello di un ricevitore radar operante sulla frequenza di 3000 MHz ($\lambda = 10$ cm): l'oscillatore locale è un klystron reflex operante su 3030 MHz, così che la frequenza intermedia risulti $f_i = 30$ MHz. Si

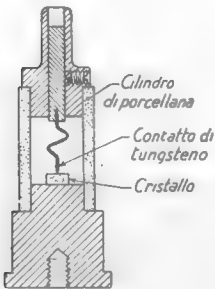


Fig. 16 — Diodo a cristallo di silicio.

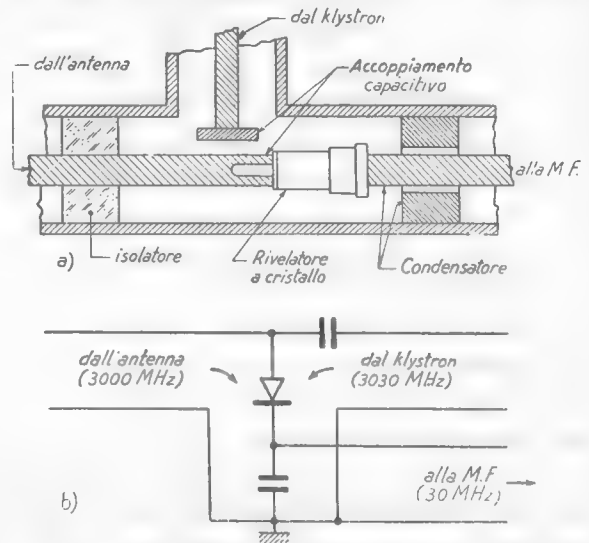


Fig. 17 — Esempio di convertitore di frequenza a cristallo e suo schema elettrico equivalente.

opera con un valore così elevato di f_i perchè la frequenza del klystron è inevitabilmente soggetta a fluttuazioni le quali si traducono in variazioni della frequenza intermedia; queste sono percentualmente tanto meno gravi quanto più grande è il valore di f_i . L'elemento mescolatore del convertitore di frequenza è mostrato schematicamente nella figura 17 a); l'oscillazione di frequenza 3 GHz proveniente dall'antenna arriva al diodo cristallo per mezzo di un breve tratto cavo coassiale. Tramite un accoppiamento capacitivo giunge al diodo a cristallo anche l'oscillazione del

klystron; la tensione di uscita a frequenza differenza si manifesta fra la base del cristallo e la massa dell'apparecchio. Essa viene prelevata mediante un cavo coassiale ed inviata all'amplificatore a frequenza intermedia, accordato sulla frequenza di 30 MHz. Nel cavo di uscita è creato un condensatore mediante un manicotto in cui scorre, isolato a mica, il conduttore centrale: esso si comporta come un corto circuito per le frequenze di 3000 MHz e 3030 MHz (evitando così che esse si istradino verso l'amplificatore di media frequenza), mentre ha reattanza sufficientemente elevata per non influenzare la frequenza intermedia. Nella figura 17 b) è mostrato lo schema elettrico di principio del convertitore di frequenza che aiuterà a chiarirne il funzionamento.

Avvenuta la conversione della frequenza in arrivo nella più bassa media frequenza, la struttura del ricevitore diviene di tipo normale e non presenta particolarità di rilievo.

Il problema più impegnativo per i ricevitori a microonde è costituito dal *rumore*; esso è di origine quasi esclusivamente interna all'apparato, perchè i disturbi esterni sono praticamente inesistenti, ed ha entità superiore a quello presente nei ricevitori per frequenze più basse.

Consideriamo la situazione che si ha all'ingresso del ricevitore quando ad esso è applicata l'antenna: questa, opportunamente accordata, può considerarsi un generatore di segnale avente una certa f.e.m. e , ed una resistenza interna R_s . Questa, peraltro, sarà sede di una f.e.m. di rumore e_{rs} , il cui valore efficace — relativamente alla banda di frequenza amplificata dal ricevitore — ha il valore (Cap. XVII, n. 5):

$$(1) \quad E_{rs} = 2 \sqrt{k R_s T \Delta f} .$$

Nei ricevitori per microonde, per caratterizzare l'entità del segnale utile e del rumore si usa ragionare in termini di potenza piuttosto che di tensione: la massima potenza che il generatore del segnale può immettere nel ricevitore si ha quando la resistenza del circuito d'ingresso è uguale a quella del generatore ⁽⁹⁾. In tali condizioni anche la potenza che il generatore di rumore (insito nella resistenza d'ingresso) comunica

⁽⁹⁾ - A questa condizione si giunge con un opportuno adattamento d'impedenza. Si è visto nel Cap. XIV (n. 12) che se il circuito d'ingresso è correttamente adattato all'antenna, la potenza utile è legata all'area equivalente d'antenna A ed all'intensità di campo E dalla semplice relazione $P_u = A E^2 / 2 \rho_0 = A E^2 / 754$.

al ricevitore è massima. Poichè il valore efficace della tensione di rumore all'ingresso è $E_{rs}^e = E_{rs}/2$, la suddetta potenza risulta:

$$(2) \quad P_{rd} = \frac{E_{rs}^e{}^2}{2R_s} = \frac{E_{rs}^e}{4R_s} = kT \Delta f ;$$

ad essa si dà il nome di *potenza di rumore disponibile* all'ingresso del ricevitore.

Se il ricevitore fosse privo di rumore interno, il rumore all'uscita sarebbe commensurato a tale potenza: la presenza di rumore interno fa sì, invece, che il rumore all'uscita sia molto maggiore. Tutto avviene come se il ricevitore fosse privo di rumore interno ma al suo ingresso fosse presente una sorgente di rumore con potenza disponibile P_r , maggiore di quella del generatore del segnale, avente cioè il valore:

$$(2) \quad P_r = N P_{rd} = N \cdot kT \Delta f ,$$

con N maggiore di uno. Questo modo di considerare il rumore interno del ricevitore è molto comodo perchè consente di eseguire un confronto, direttamente all'ingresso, con la potenza utile proveniente dall'antenna. Il fattore numerico N , detto *cifra di rumore* ("noise figure"), dipende grandemente dalla realizzazione del ricevitore ed è strettamente legato alla frequenza di lavoro: per una certa frequenza un ricevitore deve considerarsi tanto più buono quanto più piccola è la sua cifra di rumore ⁽¹⁰⁾. Nelle condizioni di ottima realizzazione del ricevitore, per frequenze inferiori al centinaio di MHz si può contare su cifre di rumore dell'ordine di $2 \div 3$; per frequenze più alte, ma inferiori ad 1 GHz, la cifra di rumore può giungere alla decina; per frequenze ancora più alte può salire anche a varie decine.

Con un determinato ricevitore è impossibile ricevere segnali a cui siano associate potenze più deboli di quelle che competono al rumore: quindi P_r stabilisce il limite della sensibilità di un ricevitore. Ordinariamente, peraltro, per una ricezione sicura la potenza utile del segnale dovrà avere un minimo valore P_{min} notevolmente superiore a P_r ; la radiotecnica moderna e la scienza delle comunicazioni stanno combat-

⁽¹⁰⁾ - La cifra di rumore $N = P_r/P_{rd}$ viene spesso misurata in *decibel*: si ha precisamente $N_{dB} = 10 \text{ Log } N = 10 \text{ Log } P_r/P_{rd}$.

tendo una dura lotta contro il rumore sia per rendere P_r più piccolo che possibile, sia per rendere percettibili segnali a cui compete una P_{min} quanto più vicina possibile a P_r .

7. — Cenno sui ponti radio.

Lo sviluppo della tecnica delle microonde ha offerto la possibilità di attuare sistemi di comunicazioni altrettanto pratici e sicuri di quelli utilizzando le linee ed i cavi; tali sistemi di comunicazione, che hanno nella vita moderna importanza sempre più grande, sogliono chiamarsi *ponti radio*.

Nei ponti radio sono usate *comunicazioni a fascio* sfruttando sia in trasmissione che in ricezione antenne fortemente direttive (paraboloidi, trombe, ecc.). Le stazioni trasmettenti e riceventi devono essere a portata ottica fra loro (Cap. XV, n. 8) e poichè con ciò sarebbe possibile coprire soltanto distanze modeste, fra i due posti che devono comunicare sono interposte, in posizioni elevate, *stazioni ripetitrici* a portata ottica fra loro e con le stazioni di partenza adiacenti. Nella figura 18 è indicato, ad esempio, una parte del tracciato seguito dal ponte radio Milano-Roma (11), che serve alla R. A. I. per inviare i programmi musicali alle sue stazioni trasmettenti a modulazione di frequenza e televisive: l'intero ponte copre una distanza complessiva di 1636 km in venti tratte di lunghezza variabile da un minimo di 25 ad un massimo di 138 km.

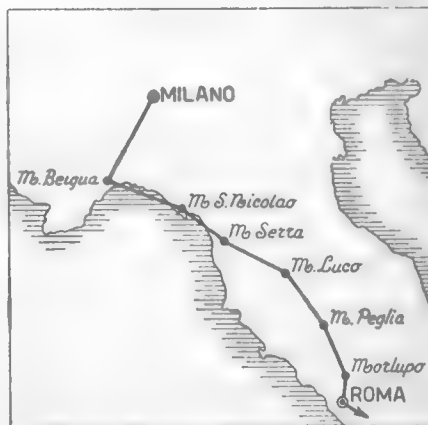


Fig. 18 — Esempio di tracciato di un *ponte radio* (tratto Milano-Roma del ponte radio musicale R.A.I. Milano-Palermo).

(11) - Numerose ed interessanti notizie su questo ponte radio possono trovarsi nell'articolo: B. PERONI - *Ponte Radio Musicale e Telefonico Milano-Palermo*, contenuto nel n. 5 della rivista "Alta Frequenza", del 1957; tale numero ed il n. 6 del 1958 sono completamente dedicati ai ponti radio.

Nelle *stazioni ripetitrici* si effettua la ricezione dei segnali provenienti da una stazione adiacente e la ritrasmissione (dopo conveniente amplificazione) alla stazione seguente: ciò avviene normalmente nei due versi del ponte così da potere stabilire comunicazioni bilaterali fra le stazioni terminali. In ogni stazione ripetitrice si hanno perciò due coppie di trasmettitori-ricevitori, una per ogni verso di collegamento. Per evitare

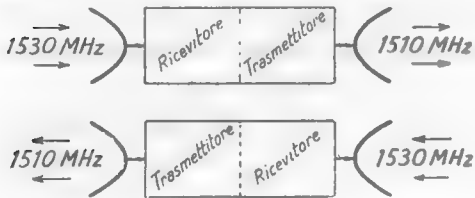


Fig. 19 — Situazione delle frequenze di trasmissione e ricezione nei due versi di una stazione ripetitrice del ponte radio di figura 18.

reciproche influenze tra il trasmettitore ed il ricevitore di una singola coppia — che risultano possibili specialmente fra le antenne, trasmittente e ricevente, anche se fortemente direttive — la frequenza di ritrasmissione è diversa da quella dei segnali ricevuti; ad esempio, nella figura 19 è indicato schematicamente la situazione

delle frequenze di trasmissione e ricezione nei due versi che si ha in una stazione ripetitrice del già citato ponte della R. A. I.

Generalmente nelle stazioni ripetitrici le oscillazioni a radiofrequenza ricevute non vengono demodulate ma solo convertite (mediante un processo di eterodinazione) in oscillazioni di frequenza più bassa di quella in arrivo, su cui sia agevole l'amplificazione: le oscillazioni amplificate sono poi convertite nella nuova frequenza di trasmissione ed applicate all'amplificatore finale di potenza (spesso attuato con un tubo ad onda progressiva) e di qui all'antenna trasmittente.

Nei ponti radio a microonde il sistema di modulazione specialmente usato è la modulazione di frequenza, comodamente ottenibile coll'uso di klystron reflex (n. 3) e particolarmente insensibile ai disturbi; si usano però anche dei particolari sistemi ad impulsi (Vol. III) che consentono, coll'impiego dei magnetron, grandi potenze in trasmissione e la possibilità di trasmissioni contemporanee di un enorme numero di comunicazioni. Si tratta peraltro di tecniche molto specializzate di cui non è possibile formarsi anche solo un'idea sommaria in un corso a carattere generale.

CAPITOLO XIX

TELEVISIONE

1. — Suoni ed immagini - Il principio della televisione.

La *televisione* è un particolare sistema di comunicazione avente per oggetto la trasmissione e la ricezione delle immagini in movimento oltre che dei suoni. Nel caso della trasmissione dei suoni sappiamo che le variazioni della pressione dell'aria che corrispondono alle onde sonore sono tradotte, mediante il microfono, in f.e.m. variabili nel tempo (segnali *audio*) le quali sono utilizzate per modulare le radioonde; queste costituiscono il mezzo di comunicazione fra stazione trasmittente e ricevente, nella quale il segnale audio viene estratto dall'oscillazione a radiofrequenza e tradotto nuovamente in suono mediante un telefono od un altoparlante. Nel caso della televisione, variazioni di intensità luminosa sono convertite in f.e.m. variabili nel tempo (segnali *video*) per mezzo di speciali apparecchi basati sull'effetto fotoelettrico (n. 2); coi segnali video sono modulate in ampiezza le radioonde che vengono trasmesse nel modo solito. In ricezione viene estratto (rivelazione) il segnale video dell'oscillazione a radiofrequenza e nuovamente tradotto in variazioni di intensità luminosa mediante un particolare tubo a raggi catodici (1).

I meccanismi della trasmissione dei suoni e delle immagini hanno

(1) - Chiari testi in italiano sulla televisione sono: B. GROB, *La televisione* (Ed. Einaudi, Torino, 1955) - W. K. ZORYKIN e G. A. MORTON, *La televisione* (Ed. Sansoni, Firenze, 1950) - Cenni fondamentali sull'elettronica della televisione sono peraltro anche contenuti nel Vol. III di questo testo.

quindi una certa affinità ed una gran parte degli apparati usati sono sostanzialmente simili. Ciò nonostante la televisione comporta la soluzione di problemi di un ordine di difficoltà assai maggiore di quelli della trasmissione e ricezione dei suoni. Ciò è dovuto ad una differenza sostanziale fra i suoni e le immagini: i primi consistono in una successione di variazioni di una grandezza (pressione dell'aria) nel tempo, mentre le seconde consistono in una sequenza di cambiamenti di una grandezza (intensità di luce) *nello spazio e nel tempo*. Ad esempio, nel semplice caso di un'immagine piana, come quella che compare sullo schermo del cinema, *l'intensità luminosa è diversa da punto a punto del quadro ed in ciascun punto varia col tempo*: la difficoltà deriva appunto dalla *variazione nello spazio* che non esiste nel caso del suono. Per comprendere la natura di questa difficoltà ed i mezzi per superarla, esaminiamo, mediante la schematizzazione di un sistema di trasmissione, il problema della riproduzione delle immagini.

Supponiamo di proiettare un'immagine cinematografica mediante un sistema di lenti su una cellula fotoelettrica; questa, come vedremo più accuratamente nel paragrafo seguente, è un organo capace di produrre una tensione sensibilmente proporzionale alla quantità di luce che la colpisce. Si otterrà allora una tensione il cui valore dipende dalla quantità di luce che globalmente gli perviene dalla pellicola fotografica, quantità di luce che è legata alla trasparenza media del fotogramma. La tensione di uscita della cellula, convenientemente amplificata, può essere usata per comandare una lampada montata in modo da illuminare uno schermo. Allorchè il fotogramma cambia, a causa della diversa trasparenza, l'illuminamento della cellula risulterà diverso e di conseguenza la lampada risulterà diversamente brillante. Non vi è però, in tal modo, una riproduzione dell'immagine sullo schermo; in ciascun istante, l'illuminazione dei vari punti dello schermo è la stessa e varia nel tempo in concomitanza con l'illuminamento della cellula, che dipende in definitiva dalla trasparenza media di ciascun fotogramma.

Supponiamo di aggiustare le cose in modo tale che quando la pellicola è completamente trasparente la lampada sia accesa al massimo mentre quando la pellicola è completamente opaca la lampada sia spenta. Facciamo poi l'ipotesi che il fotogramma preso in considerazione riproduca la figura 1 a); sia cioè costituito da due rettangoli di uguale area, uno opaco ed uno trasparente. Ovviamente la quantità di luce che arriva

sulla cellula è metà di quella che si avrebbe se il fotogramma fosse completamente trasparente; la lampada, comandata dalla cellula, produrrà sullo schermo un illuminamento metà di quello massimo. Supponiamo ora che il fotogramma sia quello *b*) della figura 1; l'area trasparente è ancora metà di quella totale e quindi la quantità di luce che giunge sulla cellula è la stessa che in precedenza. Identico è quindi l'illuminamento dello schermo prodotto dalla lampada; se ne deduce che il sistema descritto non è in grado di permettere la riproduzione di immagini anche così elementari come quelle della figura 1.

Consideriamo ora invece un sistema un po' più complicato: 4 lampade disposte come i quadrati della figura 1 *b*) sono comandati da quattro distinte cellule disposte ugualmente (fig. 2); la proiezione del fotogramma solito avvenga in modo tale che ciascun suo quarto sia proiettato sulla cellula corrispondente ed inoltre ciascuna lampada illumini un sol quarto di schermo. È chiaro che in tali condizioni il sistema è in grado di riprodurre le immagini della figura 1 e tutte le altre che si possono ottenere rendendo bianchi o neri i quattro quadrati componenti. Notiamo che non è necessario che ogni quadrato del fotogramma sia decisamente opaco o trasparente: esso può avere una qualunque gradazione intermedia fra questi due estremi e tale gradazione viene conservata anche nell'immagine proiettata dalle quattro lampade sullo schermo.

Si comprende come qualunque immagine possa essere riprodotta col metodo precedente, pur di disporre di un numero sufficiente di cellule, di lampade e di collegamenti fra di esse. Teoricamente ogni immagine, qualunque sia la sua complicazione ed i suoi dettagli, può essere scomposta in quadratini elementari così piccoli che l'occhio umano non riesca a vederli separati (qualcosa di questo genere è fatto in molti tipi

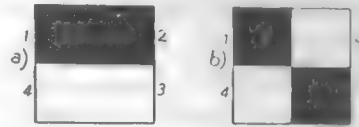


Fig. 1 — Semplici immagini per comprendere il meccanismo della trasmissione televisiva.

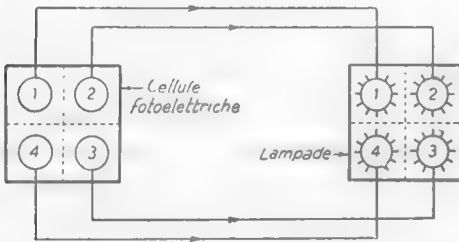


Fig. 2 — Sistemi per la trasmissione delle semplici immagini della figura 1.

di illustrazione) ma il numero dei quadratini è naturalmente enorme. Contrariamente a quanto a prima vista potrebbe sembrare, non è tanta la difficoltà di disporre di un numero così grande di cellule fotoelettriche estremamente piccole e di altrettante sorgenti luminose, quanto quella di stabilire il corrispondente numero di collegamenti fra di esse per effettuare la trasmissione televisiva. È però possibile far uso di un sol collegamento, connettendo *una per volta* ciascuna cellula colla corrispondente sorgente luminosa ricevente.

Per comprendere ciò ritorniamo alla semplice disposizione della figura 2 modificata nel modo indicato nella figura 3; si ha qui un sol collegamento fra il sistema trasmittente e quello ricevente, ma si hanno

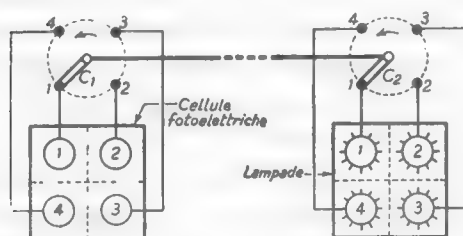


Fig. 3 — Lo stesso sistema della figura 2, ma con una sola linea di trasmissione.

due commutatori C_1 , C_2 , che si muovono *in sincronismo fra loro* così da stabilire successivamente il collegamento fra la cellula 1 e la lampada 1, fra la cellula 2 e la lampada 2 e così via. Se i commutatori girano abbastanza rapidamente, per la persistenza delle immagini nel nostro occhio l'imma-

gine apparirà sullo schermo ricevente come se esistessero i quattro collegamenti. Nella sua schematica semplicità il sistema della figura 3, è alla base della moderna televisione: le cellule e le sorgenti luminose sono naturalmente in numero grandissimo ed i commutatori sono sostituiti da fascetti di elettroni muoventesi con grandissima velocità, ma il principio rimane il medesimo. Per comprenderne l'attuazione pratica occorre esaminare il meccanismo dell'emissione fotoelettrica e la costituzione dei catodi fotoelettrici, cosa che faremo nel paragrafo seguente.

2. — L'emissione fotoelettrica e le cellule fotoelettriche.

Nel Vol. I (Cap. IV, n. 2) abbiamo visto che l'emissione elettronica dei metalli si spiega ammettendo la presenza di elettroni liberi nell'interno di questi; per estrarre un elettrone occorre una certa energia che può essere comunicata al metallo in molteplici modi e, in particolare, *sotto forma di energia luminosa (effetto fotoelettrico)*. La teoria dell'effetto fotoelettrico precisa che è possibile la fuoruscita di elettroni dal metallo solo

se questo è illuminato con una luce di frequenza f maggiore di una frequenza f_0 , caratteristica di ogni metallo, che è detta *soglia fotoelettrica*; se è $f > f_0$ il numero di elettroni emessi è proporzionale alla intensità della luce incidente. Il metallo che ha la soglia fotoelettrica più bassa è il cesio per il quale è $f_0 = 4,3 \cdot 10^{14}$ Hz, a cui corrisponde una radiazione rossa. È dunque possibile ottenere emissione elettronica illuminando una superficie di cesio con luce di frequenza superiore a $4,3 \cdot 10^{14}$ Hz, cioè praticamente con qualunque luce visibile e quindi con luce bianca. Nelle moderne cellule fotoelettriche non si sfrutta però l'emissione fotoelettrica del cesio metallico; si utilizzano superfici emittenti che hanno una notevole affinità con i catodi termoionici ad ossidi e che consistono essen-

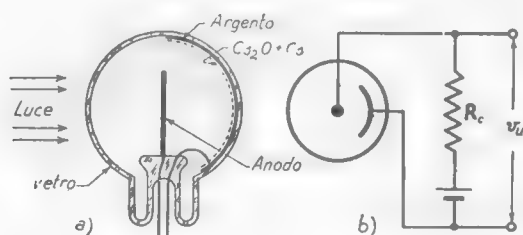


Fig. 4 — Cellula fotoelettrica e relativo schema di utilizzazione.

zialmente in strati sottilissimi di ossido di cesio su cui sono *adsorbiti* atomi di cesio. Normalmente le superfici emittenti fotoelettriche sono così costituite: una superficie di argento viene ossidata e quindi sottoposta a vapori di cesio; l'ossido di argento si riduce, mentre si forma ossido di cesio sul quale (con particolari processi termici) vien fatto adsorbire il cesio. Si ottengono in tal modo superfici emittenti estremamente più sensibili di quelle attuate direttamente con cesio metallico e capaci di dare emissione fotoelettrica con frequenze, assai minori di quella in precedenza indicata, corrispondenti all'infrarosso; è in tal modo meglio sfruttabile la luce bianca che contiene una percentuale non trascurabile di radiazioni rosse ed infrarosse.

L'applicazione più comune dell'effetto fotoelettrico è fatta nelle *cellule fotoelettriche* che possono considerarsi dei diodi in cui il catodo è una superficie emittente del tipo precedentemente descritto; in un tipo comune di cellula fotoelettrica una parte della superficie interna di un bulbo di vetro vuoto è ricoperta di argento trattato col metodo accennato precedentemente, così da costituire una superfice fotoemissiva rivolta

verso l'interno del bulbo (fig. 4 a). Di fronte a questa è posto un collettore (anodo) formato spesso da una semplice asticella di nichel; la cellula è posta in circuito con una sorgente di f.e.m. continua ed una resistenza R_c , nel modo indicato nella figura 4 b). In tali condizioni, allorchè il catodo è illuminato, si ha nel circuito una corrente la cui intensità è funzione dell'illuminamento; si stabilisce quindi ai capi del tubo una tensione v_u che è pure funzione dell'illuminamento. Entro vasti limiti tale funzione può considerarsi lineare; se, ad esempio, la luce è modulata con la legge di un suono (come accade nel caso in cui la luce provenga dalla *colonna sonora* di una pellicola cinematografica), anche la

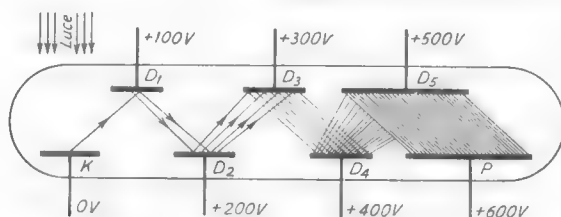


Fig. 5 — Moltiplicatore elettronico ad emissione secondaria.

v_u è modulata acusticamente e dopo amplificazione può essere tradotta in suono ⁽²⁾.

La sensibilità delle normali cellule fotoelettriche è piuttosto modesta, nel senso che occorre un illuminamento rilevante del catodo per ottenere correnti apprezzabili: la sensibilità può, però, essere fortemente aumentata valendosi di un effetto moltiplicativo degli elettroni basato sull'emissione secondaria. I tubi in cui si sfrutta tale effetto sono detti *moltiplicatori ad emissione secondaria* e, in linea di principio, hanno la struttura schematicamente indicata nella figura 5: K è il catodo fotoelettrico, P è il collettore degli elettroni (anodo); gli elettrodi D_1, D_2, D_3, \dots , detti *dinodi*, sono placchette ricoperte da sostanze con forte potere di emissione secondaria (Cap. IV, n. 2; Cap. VI, n. 1, fig. 2) che sono tenute a potenziale progressivamente crescente dal catodo all'anodo.

I pochi elettroni emessi dal catodo illuminato sono accelerati verso la placchetta D_1 e, colpendola, provocano l'emissione di elettroni secondari; se la velocità di impatto è sufficiente, a seconda della natura della su-

(²) - E questo, come ben si comprende, il principio del cinema sonoro.

perficie colpita, possono uscire in media tre o quattro elettroni per ogni elettrone primario. Gli elettroni così emessi da D_1 sono accelerati verso D_2 , provocano una nuova emissione di elettroni secondari e così via; in definitiva gli elettroni che giungono sull'elettrodo collettore P sono in numero fortemente maggiore di quelli partiti dal catodo fotoelettrico. Nei *fotomoltiplicatori* pratici (realizzati con speciale costruzione che facilita il convogliamento degli elettroni secondari verso i successivi dinodi e contemporaneamente conduce ad una struttura comoda e compatta) è possibile ottenere amplificazioni della corrente iniziale dell'ordine di milioni di volte ⁽³⁾.

Vedremo ora l'applicazione dell'effetto fotoelettrico e della moltiplicazione ad emissione secondaria ai *tubi da presa televisiva*, ai tubi cioè che hanno il compito di trasformare l'immagine luminosa in un segnale elettrico.

3. — I tubi da presa televisiva: iconoscopio, orticon.

Il prototipo dei tubi da presa televisiva è l'*iconoscopio* di Zworykin; esso traduce in forma pratica il concetto dell'apparecchiatura trasmettente della figura 3. L'*iconoscopio* è costituito da un dispositivo fotoelettrico, detto *mosaico fotoelettrico*, che sostituisce le cellule della figura 3, e da un cannone elettronico che, col suo pennello elettronico, sostituisce il commutatore C_1 ; entrambi sono racchiusi in un unico bulbo vuoto d'aria e sono disposti nel modo schematicamente indicato nella figura 6.

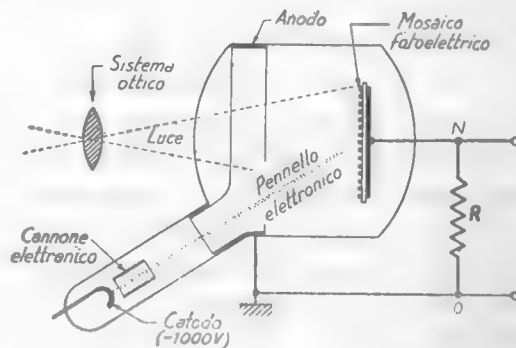


Fig. 6 — Iconoscopio.

Il mosaico fotoelettrico si compone di una placca metallica coperta di un gran numero di cellule fotoelettriche microscopiche isolate sia

⁽³⁾ - Sui tubi fotomoltiplicatori, sulle cellule fotoelettriche e sui tubi da presa e da riproduzione televisiva si veda il testo, di piccola mole, ma di prezioso contenuto: G. DUBA - *Comando di direzione nei tubi elettronici e fotoelettronici* - (Ed. Levrotto e Bella, Torino).

dalla placca che fra di loro. Ciò è ottenuto nel modo seguente: una lastrina molto sottile di mica, metallizzata su una delle sue facce, è ricoperta sull'altra di uno strato esilissimo di argento, ottenuto per evaporazione del medesimo in alto vuoto e condensazione sul foglio di mica. In queste condizioni la pellicola di argento non è continua ma è formata da globuli di argento microscopici uniformemente distribuiti e isolati fra loro. Sottoponendo la superficie discontinua di argento al trattamento indicato nel paragrafo precedente, ciascun globulo diviene un minuscolo catodo fotoelettrico ad ossido di cesio; una metallizzazione

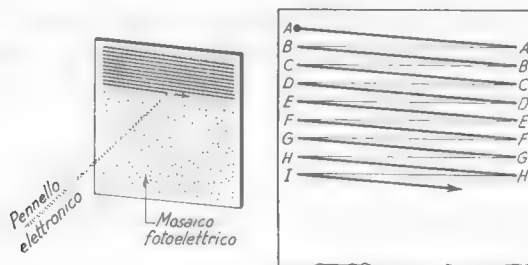


Fig. 7 — Esplorazione del mosaico da parte del pennello elettronico.

della parete del bulbo di vetro prospiciente al mosaico costituisce l'anodo comune delle innumerevoli piccole cellule.

La funzione del mosaico è paragonabile a quella della retina dell'occhio; esso utilizza l'energia della luce di una immagine, messa a fuoco su di essa con un sistema ottico esterno al tubo, per liberare cariche elettriche che sono tradotte in impulsi elettrici dal pennellino elettronico, il quale *esplora* (col metodo accennato nella figura 7) i vari punti del mosaico. Ciò avviene nel modo seguente: il pennellino elettronico, comandato per via magnetica da opportune bobine di deviazione ⁽⁴⁾, si muove in modo tale che la sua traccia sulla superficie del mosaico descriva le linee parallele schematizzate nella figura 7. La traccia parte da A, si

(4) - Il fascetto di elettroni che forma il pennello elettronico costituisce una corrente e, come tale, è deviato da un campo magnetico entro cui si muova. Due coppie di bobine, poste esternamente al collo del tubo, creano due campi magnetici con linee di flusso rispettivamente orizzontali e verticali; il primo fa muovere il fascetto in senso verticale e l'altro in senso orizzontale. Particolari sull'andamento delle correnti che circolano nelle bobine e sul modo di produrle sono forniti nel Vol. III (Cap. XV).

muove di moto uniforme sulla linea AA' fino a raggiungere A' , poi scatta bruscamente in B , da cui con moto uniforme raggiunge B' , scatta in C e così di seguito ⁽⁵⁾. I globuli di argento che il pennellino tocca nel suo cammino rimangono caricati negativamente ed essendo completamente isolati conservano tale carica: allorchè il globulo è illuminato, peraltro, a causa dell'emissione fotoelettrica, la carica diminuisce e tende ad annullarsi.

Limitiamoci a considerare un singolo globulo; esso insieme con l'anodo forma una cellula fotoelettrica, mentre insieme con la superficie metallica depositata sulla faccia opposta della lastrina di mica forma un

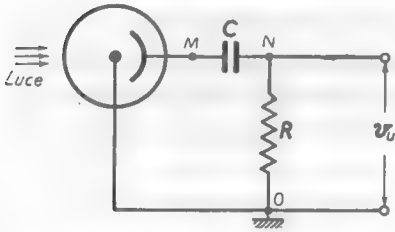


Fig. 8 — Schema elettrico di una singola cellula elementare facente parte del mosaico fotoelettrico dell'iconoscopio.

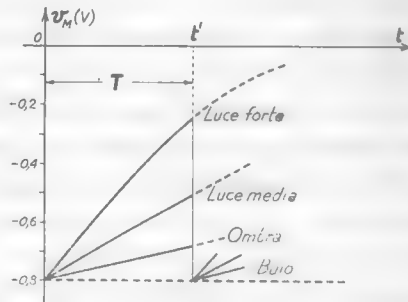


Fig. 9 — Andamento nel tempo della tensione del punto M dello schema della figura 8 per vari valori dell'intensità luminosa.

condensatore. Rappresentiamo schematicamente il complesso con una cellula ed un condensatore C e costituiamo con essi il circuito della figura 8, che deriva da quello della figura 6; il punto M corrisponde al globulo di argento, mentre N corrisponde alla superficie metallica depositata sulla mica dalla parte opposta al mosaico. Il punto M risulta negativo a causa degli elettroni depositati sul globulo dal pennellino elettronico e che hanno caricato il condensatore C . Se la cellula è illuminata, il suo catodo emette elettroni che provengono dal condensatore e sono raccolti dall'anodo; il condensatore perciò tende a scaricarsi più o meno rapidamente a seconda dell'intensità della luce incidente sul globulo. Nel diagramma della figura 9 è mostrato l'andamento nel tempo della tensione v_M del punto M a seconda dei vari illuminamenti, cioè del-

(5) - Gli elementi quantitativi dell'esplorazione saranno esaminati nel n. 5.

l'intensità luminosa, in corrispondenza del globulo considerato, dell'immagine proiettata sul mosaico; il tempo 0 rappresenta l'istante in cui il pennello elettronico tocca il globulo, mentre t' è l'istante in cui — dopo un intervallo di tempo T — il pennello ripassa sul globulo. All'istante t' la tensione v_M (qualunque sia il valore raggiunto nell'intervallo di tempo T) ritorna bruscamente al valore di partenza, che in figura è $-0,8$ volt; corrispondentemente passa nella resistenza R un rapido impulso di corrente di carica la cui intensità dipende dal valore del potenziale che il punto M aveva raggiunto nel tempo T , cioè in definitiva dalla intensità luminoso del punto dell'immagine corrispondente al globulo considerato. Il guizzo di corrente dà luogo ai capi di R ad un impulso di tensione che viene applicato alla griglia di un amplificatore; poichè la resistenza R è comune a tutte le singole cellule elementari (fig. 6), ogni globulo toccato dal pennello elettronico produce ai suoi capi un impulso di tensione la cui intensità è legata all'illuminamento del globulo stesso, cioè all'intensità luminosa in quel punto dell'immagine proiettata sul mosaico.

Consideriamo nuovamente il moto di *spazzolamento* del pennellino elettronico sul mosaico (fig. 7) e fissiamo la nostra attenzione su una qualunque riga, ad esempio DD' ; al passaggio del pennellino gli innumerevoli globuli che si trovano su

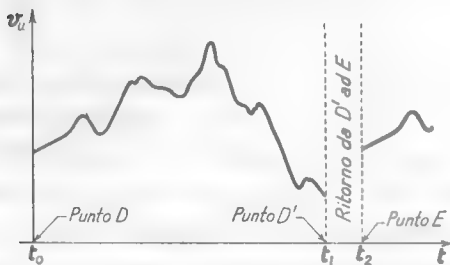


Fig. 10 — Andamento in funzione del tempo della tensione v_u mentre il pennello elettronico esplora la riga DD' .

tale riga daranno luogo ad altrettanti impulsi di tensione, di intensità proporzionale all'intensità luminosa dell'immagine su ciascuno di essi; cioè, in definitiva, ad una tensione variabile nel tempo con la legge con la quale varia l'intensità luminosa dell'immagine sulla linea DD' negli istanti corrispondenti. Nella figura 10 è indicato

il modo di variare, in un caso particolare, della tensione v_u ai capi di R in funzione del tempo allorchè il pennellino elettronico percorre la linea DD' ; durante il rapido ritorno da D' verso E del pennello si avrebbe un'analogia variazione, ma in un tempo $t_2 - t_1$. Ciò però non accade perchè durante il corrispondente intervallo di tempo il pennello stesso viene soppresso mediante una tensione fortemente negativa applicata alla gri-

glia del cannone elettronico; le variazioni di tensione ai capi di R sono perciò nulle fino all'istante t_2 in cui il pennellino inizia il percorso EE' .

La spiegazione precedente è naturalmente incompleta; non tiene conto, ad esempio, dell'emissione secondaria provocata dall'urto degli elettroni del pennello sugli elementi del mosaico, la quale invece ha un ruolo molto importante nel funzionamento dell'iconoscopio. La tensione negativa media assunta dai globuli al passaggio del pennello elettronico — 0,8 volt, al buio, nell'esempio relativo alla figura 9 — deriva proprio da una condizione di equilibrio fra gli elettroni giunti sul globulo e quelli emessi per emissione secondaria; notiamo che, essendo l'anodo dell'iconoscopio collegato a massa, la tensione che agisce sugli elettroni emessi dai globuli è dell'ordine sopradetto. Ne risulta che tali elettroni sono sollecitati molto poco ad allontanarsi dal mosaico per raggiungere l'anodo, tanto che solo circa un terzo di essi effettivamente lo raggiunge, ricadendo gli altri sul mosaico o costituendo di fronte ad esso una carica spaziale. Ne deriva uno stato di cose che limita fortemente la sensibilità dell'iconoscopio; inoltre la carica spaziale insieme con altri effetti, su cui sarebbe assai difficile discutere ma derivanti dall'emissione secondaria, fa sì che la tensione di uscita dell'iconoscopio non dipenda linearmente dall'illuminazione del mosaico. Ma non possiamo fermarci su tali argomenti, così come non possiamo esaminare il meccanismo con cui il pennello di elettroni viene

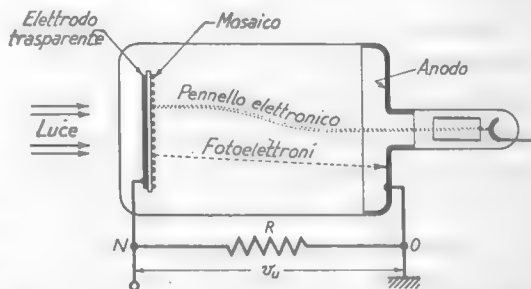


Fig. 11 — Schema semplificato del tubo *orticon*.

focalizzato e deviato per attuare l'esplorazione; aggiungeremo soltanto a quanto già detto che l'inclinazione del cannone elettronico rispetto alla direzione normale al mosaico costituisce un altro inconveniente dell'iconoscopio.

Gli inconvenienti derivanti dall'emissione secondaria e dall'inclinazione del pennello elettronico sono grandemente ridotti in un tubo derivato dall'iconoscopio detto *orticon* (orto-iconoscopio) il cui schema di principio è indicato nella figura 11. Vi è ancora un mosaico, del tipo di quello dell'iconoscopio, ma qui il deposito metallico, che costituisce il rivestimento della lastrina di mica dalla parte opposta al mosaico, è così

sottile da essere trasparente alla luce. In tali condizioni la luce attraversa tale elettrodo, attraversa poi il foglio di mica e giunge sul retro del mosaico; anche questo è così sottile che gli elettroni sono emessi dalla parte dell'anodo. Con questi espedienti si evita l'inclinazione del cannone elettronico rispetto alla normale al mosaico. Altra differenza che si ha nell'orticon rispetto all'iconoscopio è che il potenziale acceleratore del fascetto elettronico è molto basso, così che gli elettroni giungono sul mosaico con velocità relativamente piccola, causando un'emissione secondaria molto ridotta. La carica negativa assunta dai globuli — differenza fra quella somministrata dal pennello elettronico esploratore e quella sottratta per emissione secondaria — risulta assai maggiore che nell'iconoscopio: mentre in questo, al buio, il potenziale medio dei globuli è dell'ordine di $-0,8\text{ V}$, nell'orticonoscopio risulta dell'ordine di -25 V . Poichè l'anodo del tubo si trova al potenziale zero, gli elettroni emessi per effetto fotoelettrico risultano sottoposti ad una tensione acceleratrice di circa 25 V , sufficiente per evitare il ritorno degli elettroni sul mosaico e la formazione della carica spaziale di fronte ad esso. Particolari accorgimenti, poi, nel sistema di focalizzazione e di deviazione del pennello elettronico fanno sì che esso incida normalmente sul mosaico in qualunque punto di esso.

Tutti gli accorgimenti accennati fanno sì che la sensibilità dell'orticon risulti circa 10 volte maggiore di quella dell'iconoscopio ed inoltre che la tensione di uscita risulti una funzione lineare dell'intensità di illuminazione del mosaico. L'introduzione nell'orticon di un *moltiplicatore ad emissione secondaria* (n. 3) e di altri accorgimenti di comprensione non agevole conducono ad ottenere un nuovo tubo, detto *orticon d'immagine*, cento volte più sensibile dell'iconoscopio; esso è attualmente il tubo da presa più usato nelle trasmissioni televisive.

Qualunque sia la costituzione del tubo da presa, esso è per la televisione quello che è il microfono per la trasmissione dei suoni; l'organo che compie il processo inverso, cioè che traduce i segnali video in immagini luminose, così come l'altoparlante traduce in suoni le correnti ad audiofrequenza, sarà esaminato nel prossimo paragrafo.

4. — I tubi per la riproduzione televisiva.

L'organo che traduce in immagini luminose i segnali video prodotti, ad esempio, da un iconoscopio è essenzialmente un *tubo a raggi catodici* in cui l'intensità del pennello elettronico — e quindi la brillantezza della sua

traccia luminosa sullo schermo fluorescente — è comandata dal segnale video; questo — ricevuto, ad esempio, via radio — è applicato, dopo conveniente amplificazione, alla *griglia* del tubo stesso (Vol. I, Cap. XV, n. 1). Il pennello elettronico, sotto l'azione di opportune bobine di deflessione, è condotto a muoversi in *perfetto sincronismo col pennello elettronico dell'iconoscopio*, così che quando esso percorre, ad esempio, la linea *DD'* della figura 7 anche il pennello del tubo catodico ricevitore percorre analoga linea; in tali condizioni la brillantezza dei vari punti sullo schermo fluorescente esplorati dal pennello elettronico sarà proporzionale alla corrispondente intensità luminosa dell'immagine proiettata sul mosaico dell'iconoscopio e quindi, se l'esplorazione è sufficientemente fine — cioè se le linee parallele della figura 6 sono abbastanza vicine — comparirà sullo schermo del tubo catodico la riproduzione più o meno fedele dell'immagine proiettata sul mosaico dell'iconoscopio. Il processo, come bene si comprende, è un'estensione di quello schematizzato nella figura 3; le lampade sono qui sostituite dalla traccia luminosa lasciata sullo schermo fluorescente dal pennello elettronico, che sostituisce a sua volta il commutatore *C*.

Circa le modalità con cui deve avvenire l'esplorazione nel tubo da presa e da riproduzione e la possibilità di ottenere il moto di spazzolamento sincrono dei pennelli elettronici vedremo nel prossimo paragrafo; daremo ora invece alcuni dati sui tubi da riproduzione. Essi si distinguono dai normali tubi catodici adottati negli oscillografi per la maggior cura posta per la focalizzazione e per la deviazione del fascio che è ottenuta per via magnetica; sono inoltre usate tensioni acceleratrici di solito assai più elevate, dell'ordine di $6 \div 15$ kV, mentre quelle usate negli oscillografi sono dell'ordine di $1 \div 2$ kV. La fluorescenza dello schermo è generalmente bianca, invece che verde od azzurra come nei normali tubi; le dimensioni dello schermo (e di conseguenza le dimensioni della immagine) sono normalmente assai grandi, giungendosi fino a diametri di circa 50 cm. E però possibile ottenere immagini ancora più grandi usando tubi di diametro più piccolo ma produttori immagini molto brillanti (tali tubi usano potenziali acceleratori dell'ordine di $25 \div 30000$ volt) che vengono poi proiettate su uno schermo mediante sistemi ottici ordinari.

5. — Esplorazione e sincronizzazione.

Il quadro televisivo standard in Italia ha un rapporto 4/3 fra larghezza ed altezza ed è formato da 625 righe parallele quasi orizzontali,

ripetute 25 volte al secondo. Il moto del pennello elettronico durante l'esplorazione del quadro (*scansione*) sia nel tubo da presa che da riproduzione avviene con le seguenti modalità (fig. 12).

Guardando lo schermo del tubo da riproduzione (o il retro della placca sensibile nel tubo da presa), la traccia luminosa del pennello parte da *A* (fig. 12) e si muove di moto uniforme lungo la linea *AA'* fino a raggiungere *A'*, da cui scatta poi bruscamente in *B*; durante il rapido passaggio da *A'* a *B* il pennello elettronico viene soppresso, per cui al suddetto scatto non corrisponde alcuna traccia visibile sullo schermo. Dal punto *B* la traccia del pennello raggiunge con moto uniforme *B'*, scatta in *C* e, seguendo le linee continue, finisce per giungere all'estremo inferiore del quadro, nel punto *L'*, avendo così compiuto una *trama* (o *campo*) di 312 righe e mezza. Dal punto *L'* si verifica un rapido passaggio della traccia nel punto *M*, all'estremo superiore del quadro: il passaggio è invisibile perchè il pennello elettronico è opportunamente soppresso. Dal punto *M* la traccia percorre con moto uniforme la mezza riga *MM'* iniziando una nuova *trama* di 312 righe e mezza (indicate a tratti nella fig. 12), le quali sono *intercalate* rispetto a quelle della trama precedente. La traccia del pennello, dopo aver percorsa la nuova trama di righe ed essere giunta nuovamente all'estremo inferiore (in *Z'*) scatta in *A*, nell'estremo superiore sinistro, e riprende a percorrere le linee a tratto continuo.

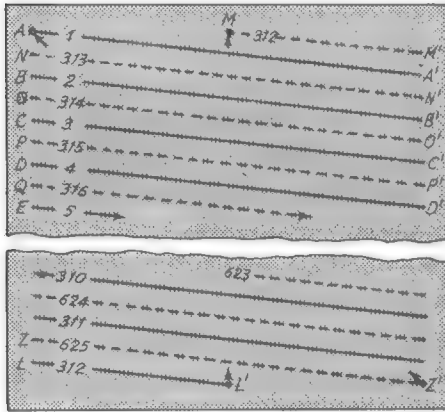


Fig. 12 — Esplorazione intercalata.

Ciascuna trama viene percorsa in un cinquantesimo di secondo, per cui il complesso di due *trame intercalate* (625 righe) viene percorso in un venticinquesimo di secondo ⁽⁶⁾; l'insieme di due trame intercalate

⁽⁶⁾ - La ragione per la quale si usa $1/50$ ed $1/25$ di secondo è per evitare una fluttuazione derivante dalla frequenza di rete. In America, in cui la frequenza di rete è 60 Hz, le righe (che sono 525, invece che 625) sono percorse in $1/30$ di secondo.

costituisce un *quadro* completo. Si hanno quindi 25 quadri completi al secondo, frequenza sufficiente perchè (per la persistenza delle immagini sulla retina dell'occhio) l'immagine appaia uniforme; l'uso dell'*esplorazione intercalata* fa sì che lo sfarfallamento dell'immagine, legato al meccanismo dell'esplorazione, sia minore che se le 625 righe fossero percorse l'una di seguito all'altra (cioè con la frequenza AA' , NN' , BB' , ...)

Affinchè un'immagine possa essere riprodotta esattamente coi metodi descritti occorre che il movimento di esplorazione del pennello elettronico del tubo di riproduzione sia in perfetto sincronismo con quello del tubo da presa; per questo le correnti (a dente di sega) che producono le deflessioni del pennello devono essere perfettamente sincronizzate fra loro. Provvedono a questo i *segnali di sincronizzazione* i quali sono impulsi che vengono trasmessi insieme coi segnali video e comandano l'inizio e la fine di ciascun dente di sega. Essi vengono trasmessi durante gli intervalli in cui il pennello elettronico è soppresso ($A'B$, $B'C$, $L'M$, ...) così che essi non interferiscono coi segnali video, i quali invece esistono soltanto durante l'esplorazione delle righe (AA' , BB' , ...). I segnali di sincronizzazione che comandano l'inizio e la fine di ciascuna riga sono diversi da quelli che comandano l'inizio e la fine di ciascuna trama; i segnali relativi alle due trame intercalate sono pure diversi fra loro. Un complesso di dispositivi elettronici permette in ricezione l'utilizzazione di questi segnali: la tecnica relativa è assai specializzata ed è trattata nel Vol. III (Cap. XV).

6. — Banda di frequenze occupata da una trasmissione televisiva - Cenno ai sistemi trasmettenti e riceventi.

La trasmissione televisiva si effettua con onde modulate in ampiezza: la modulazione si suol dire *negativa*, perchè ad un aumento di luminosità dell'immagine corrisponde una diminuzione, invece che un aumento, dell'ampiezza dell'onda. Stabilita l'ampiezza massima E_M dell'oscillazione a radiofrequenza, alle zone nere dell'immagine corrisponde un'ampiezza pari al 70% di E_M , mentre alle zone bianche corrisponde un'ampiezza pari al 10% di E_M ; ai segnali che comandano la soppressione del pennello elettronico e che producono la sincronizzazione corrisponde, invece, ampiezza pari a quella massima. L'aspetto generico dell'oscillazione modulata è indicato nella figura 13 a), dove il tratteggio simula l'oscillazione a radiofrequenza. Nella figura 13 b) è disegnato il corrispondente *invi-*

luppo dell'oscillazione, cioè l'andamento del segnale modulante: la parte relativa all'immagine si svolge tutta fra i livelli del nero (70%) e del bianco (10%), mentre gli impulsi di sincronismo si spingono oltre il livello del nero, fino al livello massimo.

La composizione armonica del segnale modulante è molto complessa: essa occupa una banda di frequenza che va da pochi hertz a circa 4 MHz: l'oscillazione modulata in ampiezza da un tale segnale occupa

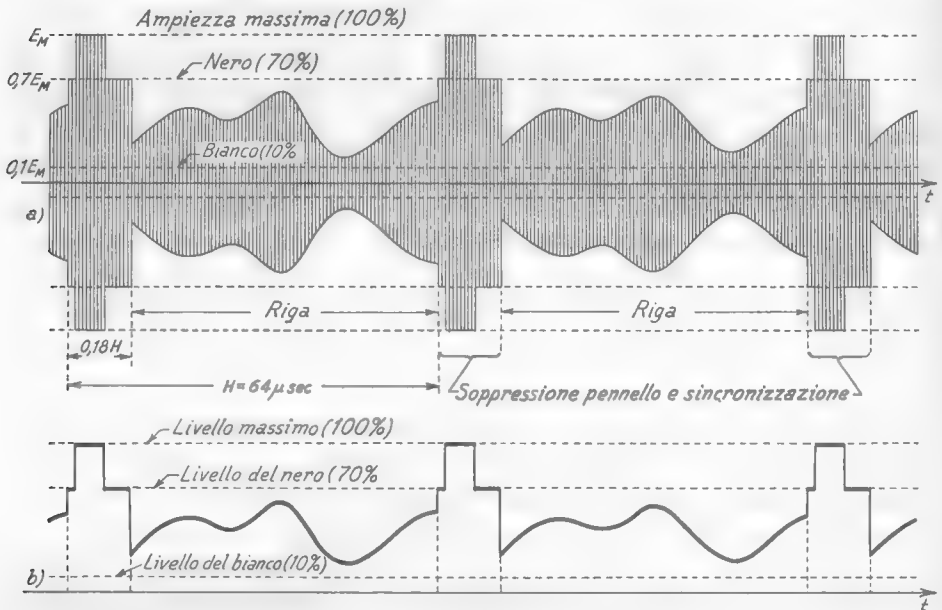


Fig. 13 — Oscillazione a radio frequenza modulata dal segnale video e corrispondente segnale modulante.

pertanto una banda di frequenza doppia di questa, cioè una banda di frequenza dell'ordine di 8 MHz. Si comprende che in tali condizioni la trasmissione televisiva non può che essere compiuta con frequenze portanti molto alte: in Italia le frequenze usate per la televisione sono comprese fra 52,5 e 216 MHz nella gamma V.H.F e fra 470 e 581 MHz nella gamma U.H.F.

Da quanto si è detto sembrerebbe che ad ogni trasmissione dovrebbe competere un canale di frequenza di almeno 8 MHz; invece, per una convenzione internazionale, a ciascuna trasmissione televisiva, *comprendente immagini e suoni*, è assegnato un *canale* di frequenza di soli

7 MHz ⁽⁷⁾. Per ovviare a questa difficoltà viene, in trasmissione, soppressa parzialmente la banda laterale inferiore dell'oscillazione modulata ⁽⁸⁾, assegnando alla portante, non la frequenza centrale del canale, ma una frequenza f_v discosta di appena 1,25 MHz dal limite inferiore del canale stesso. Si ha modo, così, di includere entro il canale di 7 MHz anche la banda delle frequenze interessanti la trasmissione dei suoni: questa si effettua con un'oscillazione separata (ma inviata sulla medesima antenna trasmittente) avente una frequenza f_a esattamente uguale ad $f_v + 5,5$ MHz; frequenza che si viene a trovare a 0,25 MHz al disotto del limite superiore del canale assegnato. Per fissare le idee sulla *allocazione* delle frequenze consideriamo un qualsiasi canale televisivo: per esempio quello G (nota 7) che ha come frequenze limiti $f_{min} = 200$ MHz, $f_{max} = 207$ MHz; la *portante video* ha una frequenza $f_v = 201,25$ MHz ($f_{min} + 1,25$ MHz) mentre la *portante audio* ha una frequenza $f_a = 206,75$ ($= f_v + 5,5$ MHz $= f_{max} - 0,25$ MHz). L'oscillazione a frequenza f_a viene *modulata in frequenza dal segnale audio* (Cap. I, nn. 6-8): si opera con una deviazione di frequenza massima $\delta_M = 50$ kHz per cui, con una massima frequenza del suono $f_{mM} = 15$ kHz, la totale larghezza di banda dell'oscillazione modulata è $\Delta f = 2(\delta_M + f_{mM}) = 130$ kHz ed è ben contenuta entro la banda dei 7 MHz.

I ricevitori per televisione (*televisori*) sono del tipo supereterodina e, come ben si comprende dai pochi cenni precedenti, risultano molto più complicati dei ricevitori per onde modulate in ampiezza od in frequenza che abbiamo studiato nei capitoli X e XII: lo schema di principio semplificato di un ricevitore televisivo è indicato nella figura 14. Le oscillazioni a frequenza f_v ed f_a , modulate rispettivamente dai segnali *video* ed *audio*, giungono da un'unica antenna ricevente all'ingresso di un amplificatore (*amplificatore preselettore*) che le amplifica entrambe. Esse sono quindi convertite a frequenze più basse (frequenze intermedie: f_{iv} , f_{ia}) mediante mescolazione in un organo non lineare (Cap. VIII, n. 1) con

(7) - I canali televisivi italiani nella gamma V.H.F., con le rispettive frequenze limiti, sono i seguenti: A (52,5-59,5 MHz), B (61-68 MHz), C (81-88 MHz), D (174-181 MHz), E (182,5-189,5), F (191-198 MHz), G (200-207 MHz), H (209-216 MHz).

(8) - Non possiamo trattenerci su questo sistema, ma possiamo persuaderci della sua possibilità di attuazione osservando che già in una sola banda laterale sono contenuti tutti gli elementi che caratterizzano il segnale modulante. Si vedano in proposito le opere specializzate indicate nella nota (1).

un'oscillazione di frequenza f_L prodotta da un'oscillatore locale: l'insieme dell'amplificatore preselettore e del convertitore viene denominato *sintonizzatore* (« tuner ») ed è sempre distinto per le gamme V.H.F. ed U.H.F.

All'uscita del convertitore si ha una complessa oscillazione a frequenza intermedia che è la sovrapposizione di due altre: l'una, di frequenza $f_{iv} = f_L - f_v$, *modulata in ampiezza dai segnali video* e l'altra, di

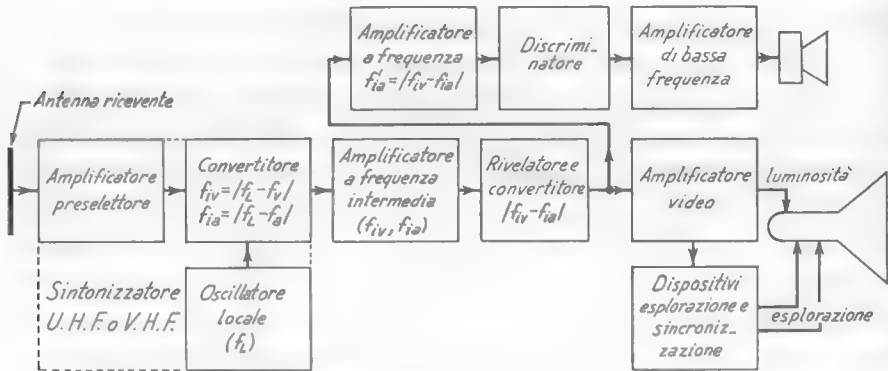


Fig. 14 — Schema di principio semplificato di un ricevitore televisivo (televisore).

frequenza $f_{iv} = f_L - f_a$, *modulata in frequenza dai segnali audio*. Valori tipici delle frequenze intermedie sono $f_{iv} = 45,75$ MHz ed $f_{ia} = 40,25$ MHz⁽⁹⁾; naturalmente, come per le frequenze originarie, sussiste la relazione $f_{iv} - f_{ia} = 5,5$ MHz. Le due oscillazioni sono insieme amplificate dall'amplificatore a frequenza intermedia ed infine applicate ad un rivelatore a diodo, in cui avvengono due operazioni fondamentali.

La prima operazione è la normale rivelazione dell'oscillazione modulata in ampiezza e conduce ad ottenere un segnale che ripete l'involuppo dell'oscillazione ed è perciò del tipo indicato nella figura 13 b). La tensione rivelata è amplificata da un *amplificatore video* ed è applicata col giusto segno all'elettrodo (*griglia*) del tubo da riproduzione che comanda l'intensità del pennello elettronico. Essa è anche applicata al complesso di dispositivi elettronici (che sono studiati nel Vol. III) a cui è

(9) - Per ottenere questi valori nel caso dell'esempio sopra considerato ($f_L = 201,25$ MHz; $f_a = 206,75$ MHz) dovrà essere $f_L = 247$ MHz.

affidato il compito di estrarre i segnali di sincronismo e di produrre le tensioni e le correnti destinate a provocare il moto di spazzolamento del pennello elettronico.

La seconda operazione che si compie nel rivelatore è un'ulteriore conversione di frequenza dell'oscillazione a frequenza f_{ia} che, essendo modulata in frequenza e non in ampiezza, non viene rivelata. La conversione è compiuta dal diodo, pensato come organo non lineare, ed avviene per differenza fra la frequenza f_{ia} e la frequenza f_{iv} ($=f_{ia} + 5,5 \text{ MHz}$) dell'oscillazione modulata dal segnale video ⁽¹⁰⁾: il risultato è un'oscillazione, di frequenza $f_a' = |f_{iv} - f_{ia}| = 5,5 \text{ MHz}$, modulata in frequenza dal segnale audio. Essa è applicata ad un amplificatore a filtro di banda accordato sulla frequenza $f_{ia}' = 5,5 \text{ MHz}$, che ha l'esatto compito dell'amplificatore di media frequenza di un ricevitore per modulazione di frequenza (Cap. XII, n. 6, fig. 19); ciò che segue ripete esattamente la struttura del suddetto ricevitore. Precisamente, l'oscillazione amplificata è rivelata da un discriminatore a rapporto; si ha poi l'amplificazione del segnale di bassa frequenza e la sua applicazione all'altoparlante.

Entriamo in qualche particolare sulla costituzione delle varie parti del televisore. Il complesso sintonizzatore (amplificatore preselettore, convertitore, oscillatore) per la gamma V. H. F. ha composizione analoga a quella descritta per i ricevitori a modulazione di frequenza (Cap. XII, n. 7, fig. 20): l'amplificatore è normalmente del tipo *cascodo*, attuato con un doppio triodo; il convertitore e l'oscillatore sono ottenuti con un doppio triodo o con un triodo-pentodo. Nel sintonizzatore per la gamma U. H. F. generalmente l'amplificatore è attuato con un triodo ad entrata catodica; la conversione è usualmente ottenuta con un *convertitore oscillante* (Cap. VIII, n. 3, fig. 11) realizzato con un unico triodo; tutti i circuiti risonanti sono a linee, portate all'accordo con convenienti capacità variabili aggiunte (Cap. XVII, n. 2).

L'amplificatore a frequenza intermedia è sempre del tipo *a larga banda con frequenze d'accordo sfalsate* (Cap. III, n. 5): i singoli stadi possono essere a circuito risonante singolo (fig. III, 14) od a filtro di banda. L'amplificatore a frequenza f_{ia}' , il discriminatore e l'amplificatore

⁽¹⁰⁾ - In sostanza l'oscillazione a frequenza f_{iv} ha la funzione dell'oscillazione locale nella normale conversione di frequenza. Il processo di conversione di frequenza accennato è detto comunemente *intercarrier* (letteralmente: fra portanti).

di bassa frequenza seguono esattamente la tecnica descritta nel Cap. XII per i ricevitori a modulazione di frequenza (Cap. XII, nn. 8-9). L'amplificatore video ed il complesso dei dispositivi per l'esplorazione del quadro sono studiati nel Vol. III.

La ricezione televisiva, data l'alta frequenza delle onde impiegate, che si propagano per via puramente ottica (Cap. XV, n. 8), avviene in una area limitata attorno alla stazione trasmittente: il limite di ricezione può ritenersi di 80-100 km, pur potendosi ottenere, in condizioni particolarmente favorevoli, ricezioni buone fino a 150 km dal trasmettitore. L'antenna ricevente (così come l'antenna trasmittente) deve essere del tipo *a larga banda* (Cap. XIV, n. 10) ed è generalmente attuata con un *dipolo piegato*, che normalmente fa parte di un'antenna Yagi (Cap. XVI, n. 5). Il collegamento fra l'antenna ed il ricevitore è effettuato con una linea bifilare o coassiale, correttamente chiusa sulla sua resistenza caratteristica affinché il regime di onde sia puramente progressivo: la presenza di riflessioni sulla linea può provocare la formazione di immagini ritardate evanescenti (*immagini fantasma*) che si sovrappongono a quella principale. Fenomeno analogo può essere provocato da riflessioni multiple delle onde in arrivo da parte di fabbricati adiacenti all'antenna ricevente: l'uso di antenne direttive, sufficientemente alte e correttamente orientate, rimedia generalmente a questo inconveniente.

CAPITOLO XX

R A D A R

1. — Generalità sugli apparati per la radionavigazione.

Fin dai primordi della radiotelegrafia è stata compiuta una costante ricerca allo scopo di sfruttare le proprietà delle radioonde per facilitare alle navi, e successivamente ai velivoli, il compito di determinare la propria posizione in alto mare o in assenza di visibilità. Questa ricerca ha prodotto un complesso di metodi per la radionavigazione che, iniziati con la radiogoniometria (Cap. XVI, n. 9), sono stati via via sviluppati con la costituzione dei radiofari, dei dispositivi di atterraggio per velivoli e, nel corso della guerra 1939-45, dei radiolocalizzatori (radar).

Il grande interesse bellico del radar e dei sistemi con esso più o meno collegati ha fatto sì che a tali argomenti fosse dedicato uno sforzo scientifico e tecnico senza precedenti nella storia della radio. Esso ha portato — oltre che la realizzazione degli obiettivi iniziali — anche lo sviluppo di una nuova tecnica la quale sta permeando rapidamente la radiotecnica classica modificandola ed arricchendola. Nello spazio limitato di un capitolo noi cercheremo di studiare i principi su cui si basano i radar, senza peraltro poterci soffermare sulla nuova tecnica che in relazione ad essi si è sviluppata ⁽¹⁾.

⁽¹⁾ - Una trattazione chiara ed esauriente della radartecnica può trovarsi nel pregevole testo americano: J. F. REINTJES, G. T. COATE - *Principes of Radar* (Ed. Mc Graw-Hill). Gli elementi fondamentali dell'elettronica del radar sono peraltro anche contenuti nel Vol. III di questo testo.

2. — Il principio della radiolocalizzazione.

Allorchè un fascio di radioonde investe un ostacolo materiale, ad esempio una nave od un aeroplano, ha luogo una diffusione — detta spesso, ma impropriamente, riflessione — di energia elettromagnetica in tutte le direzioni libere. Il *radar* ⁽²⁾ sfrutta il fenomeno della diffusione di energia per la rivelazione della presenza dell'ostacolo e per la determinazione della sua distanza e direzione. In linea di principio un radar consiste in un trasmettitore ed un ricevitore affiancati muniti di antenne direttive (fig. 1); il trasmettitore ad un certo istante emette un treno molto breve di radioonde, cioè un *impulso* di energia e. m., che viaggia nello spazio

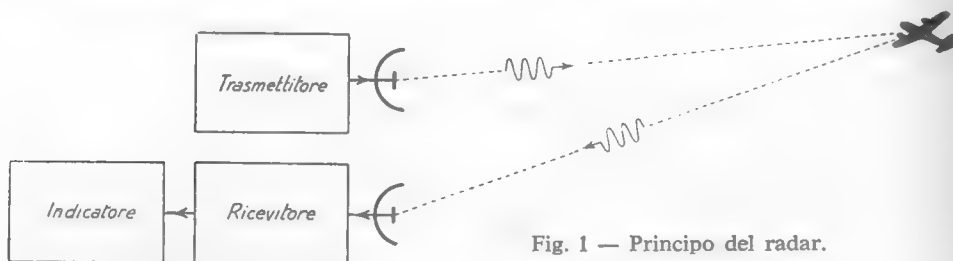


Fig. 1 — Principio del radar.

con la velocità della luce ($c = 3 \cdot 10^8$ m/sec). Quando tale treno d'onde colpisce un ostacolo di convenienti dimensioni, da questo viene diffusa energia e. m. in tutte le direzioni; in particolare una frazione di tale energia — sotto forma di un treno d'onde in tutto simile a quello di partenza, ma con intensità molto minore — torna verso il radar dove è raccolta dall'antenna del ricevitore. L'*eco* giunge al ricevitore con un ritardo Δt rispetto all'istante di partenza del treno d'onde, espresso da:

$$(1) \quad \Delta t = \frac{2d_B}{c},$$

dove d_B è la distanza dell'ostacolo (*bersaglio*) dal radar; ad ogni μ sec ($= 10^{-6}$ sec) di ritardo corrisponde una distanza $d_B = 150$ m. All'uscita del ricevitore è collegato un dispositivo oscillografico (*indicatore*) mediante il quale è possibile misurare Δt ; data poi la direttività delle antenne usa-

(2) - La parola *radar* è derivata dalle prime lettere della frase « **R**Adio **D**etection **A**nd **R**anging ».

te in trasmissione e ricezione è possibile rilevare anche la direzione dello ostacolo. È in tal modo possibile individuare la posizione nello spazio dell'ostacolo: il radar è dunque un *radiocalizzatore* ed un *radiotelemetro*.

La maggior parte dei radar opera nel campo di frequenze comprese fra 10^2 e 10^4 MHz ($3\text{ m} > \lambda > 3\text{ cm}$); la tendenza moderna è quella di usare frequenze superiori od uguali a 3 GHz. Non sembra conveniente, per il momento, l'uso di frequenze maggiori di 10 GHz perchè le onde tendono ad essere assorbite dall'atmosfera subendo così una forte attenuazione.

3. — Schema di principio di un radar.

Contrariamente a quanto appare nello schema di figura 1, non si hanno due antenne separate per la trasmissione e ricezione ma una sola antenna, la quale è normalmente collegata al ricevitore ed è messa in

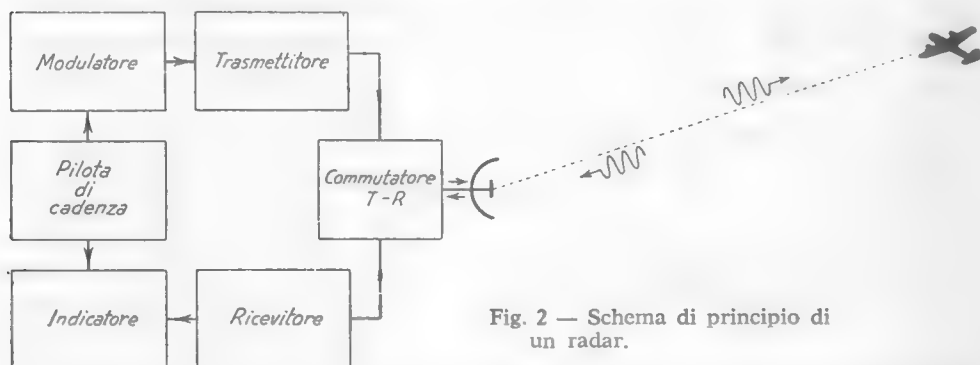


Fig. 2 — Schema di principio di un radar.

comunicazione col trasmettitore solamente durante l'emissione dell'impulso; queste operazioni sono compiute con un dispositivo, che chiameremo *commutatore trasmissione-ricezione* (T.R.), il cui funzionamento è basato su un particolare tubo a gas che si accende in corrispondenza al violento impulso di trasmissione.

Ciò posto, lo schema di principio di un radar è quello mostrato nella figura 2. Un oscillatore di bassa frequenza, di solito del tipo di *rilassamento* (Vol. I, Cap. XIII, n. 3) che è detto *pilota di cadenza*, genera brevi impulsi di tensione succedentesi con una frequenza F ; essi sono schematicamente indicati nel diagramma *a*) della figura 3, dove $T = 1/F$ rappresenta l'intervallo di tempo (periodo) fra un impulso ed il successivo (per

fare un esempio, la larghezza dell'impulso può essere di $1 \mu\text{sec}$, la frequenza $F=500 \text{ Hz}$ e quindi $T=2000 \mu\text{sec}$). Gli impulsi prodotti dal pilota di cadenza comandano — tramite un dispositivo detto *modulatore* — l'emissione di un breve treno d'onde da parte del trasmettitore che è normalmente inattivo; si ha dunque l'emissione di un treno d'onde ad ogni impulso del pilota, cioè F treni d'onde al secondo ⁽³⁾.

Il succedersi dei treni d'onda nel tempo è schematicamente indicato nel diagramma *b)* della figura 3. In corrispondenza ad ogni impulso

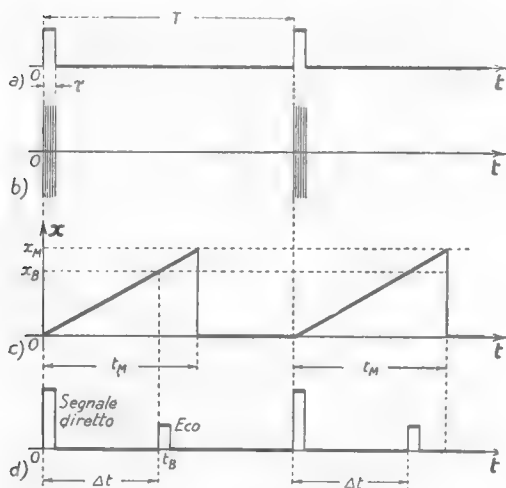


Fig. 3 — Diagrammi significativi per la comprensione del funzionamento di un radar.

commutatore $T-R$ collega la antenna al trasmettitore e contemporaneamente cortocircuita il ricevitore: corrispondentemente il treno di onde s'irradia nello spazio. Date le grandi energie normalmente in gioco, il ricevitore risente di tale emissione nonostante che la sua entrata sia cortocircuitata; si ha quindi alla sua uscita un impulso — derivante dalla rettificazione del treno di oscillazioni — che risulta contemporaneo all'impulso prodotto dal pilota di cadenza:

tale impulso di uscita è indicato come *segnale diretto* nel diagramma *d)* della figura 3.

Gli impulsi a frequenza F prodotti dal pilota di cadenza sono applicati, oltre che al modulatore, anche a quell'organo che nello schema della figura 2 è denominato *indicatore*; quivi ogni impulso provoca la nascita di una tensione a dente di sega che è applicata alle placchette di deviazione orizzontale di un oscillografo catodico (Vol. I, Cap. XV). Corrispondentemente il pennello elettronico dell'oscillografo, che a riposo

⁽³⁾ - Nell'esempio precedente, 500 treni al secondo, ciascuno della durata di $1 \mu\text{sec}$; se la frequenza del trasmettitore è $f=10^{10} \text{ Hz}$ ($\lambda=10 \text{ cm}$) in ogni treno d'onde sono contenute 10^4 oscillazioni a radiofrequenza.

colpiva lo schermo fluorescente in O (fig. 4 a), si muove verso destra di moto uniforme; la legge del moto della traccia P del pennello è rappresentata dal diagramma c) della figura 3, dove sulle ascisse sono indicati i tempi e sulle ordinate gli spazi percorsi da P . La tensione a dente di sega — la cui nascita è provocata dall'impulso del pilota di cadenza — è tale che dopo un intervallo t_M dall'istante dell'impulso, il punto P — che ha raggiunto l'estremo x_M — ritorna bruscamente in O (nell'esempio precedente in cui è $T = 2000 \mu\text{sec}$, t_M può essere $1000 \mu\text{sec}$; vedremo che a ciò corrisponde una portata del radar di 150 km).

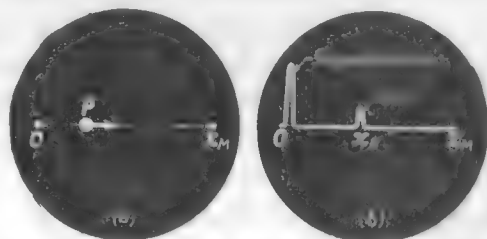


Fig. 4 — Moto del pennello elettronico dell'oscillografo indicatore.

Ricapitolando, in corrispondenza ad ogni impulso del pilota di cadenza avvengono contemporaneamente i fatti seguenti:

- 1) — *Un treno d'onde viene irradiato dall'antenna e viaggia nello spazio.*
- 2) — *La traccia P , prodotta dal pennello elettronico sullo schermo dell'oscillografo, dalla posizione di riposo O si muove di moto uniforme verso destra; raggiunto il punto x_M — dopo il tempo t_M — ritorna bruscamente in O e ivi rimane fino al successivo impulso del pilota di cadenza.*
- 3) — *Il ricevitore raccoglie una piccola frazione dell'energia irradiata così che alla sua uscita si ha una tensione impulsiva che riproduce l'involuppo del treno di oscillazione.*

L'uscita del ricevitore è collegata alle placchette di deviazione verticale dell'oscillografo indicatore, per cui nello stesso istante in cui il treno d'onde viene emesso dall'antenna compare sullo schermo in corrispondenza di O un guizzo che riproduce il sopradetto involuppo; esso è indicato come *segnale diretto* nella figura 4 b). Un qualunque ostacolo, posto sul cammino del pacchetto d'onde viaggiante nello spazio, rimanda una piccola frazione di energia e. m. verso il radar; questa viene raccolta dall'antenna ed immessa nel ricevitore la cui entrata, immediatamente dopo l'emissione, è stata aperta dal *commutatore T. R.* Se l'energia raccolta è

sufficiente in relazione alla sensibilità del ricevitore, si ha in uscita una tensione che riproduce l'involuppo del treno di oscillazioni di ritorno; supponiamo che il treno d'onde nel suo viaggio di andata e ritorno abbia impiegato un tempo Δt e la successione nel tempo dell'eco rispetto al segnale diretto, all'uscita del ricevitore, sia quella indicata nel diagramma *b*) della figura 3. Nel tempo Δt la traccia del pennello elettronico ha percorso lo spazio x_B (fig. 3 *c*) per cui in corrispondenza del punto x_B dell'asse dei tempi dell'oscillografo compare un piccolo guizzo che riproduce l'involuppo del treno d'onde di ritorno: esso è indicato come *eco* nella figura 4 *b*). Poichè tutto quanto è stato detto si riproduce in corrispondenza ad ogni treno d'onde emesso, gli *F segnali diretti ed echi* che compaiono per ogni secondo sullo schermo dell'oscillografo si producono sempre nella stessa posizione e quindi sullo schermo appare, ferma e luminosa, un'immagine come quella della fig. 4 *b*). Si comprende come dalla misura di x_B possa ricavarsi, mediante il diagramma *c*) della figura 3, il valore di Δt e da questo, mediante la formula (1), la distanza d_B dell'ostacolo:

$$(2) \quad d_B = \frac{c \Delta t}{2} = 1,5 \cdot 10^8 \Delta t \quad (\text{m}) ;$$

in pratica sullo schermo dell'oscillografo è direttamente tracciata una scala che fornisce la distanza corrispondente alla posizione dell'eco.

Dall'esame dei diagrammi *c*) e *d*) della figura 3 appare immediatamente che se Δt è maggiore od uguale a t_M , la traccia del pennello elettronico all'istante in cui giunge l'eco si trova in *0* (fig. 4) e quivi si forma il guizzo corrispondente, confondendosi col segnale diretto. Se ne deduce che è possibile determinare la distanza solo di quegli ostacoli per i quali è $t_B \leq t_M$; nell'esempio preso precedentemente in considerazione (con $F = 500 \text{ Hz}$, $T = 2000 \mu \text{ sec}$) si era assunto $t_M = 1000 \mu \text{ sec}$. A $\Delta t = t_M$ corrisponde $d_B = 1,5 \cdot 10^8 \text{ m}$, pari a 150 km; è questa la massima distanza che può misurarsi con le caratteristiche prescelte. A questa massima distanza misurabile si dà il nome di *portata base* (così si dirà che nel radar preso come esempio la portata base è di 150 km): occorre avere ben chiaro che questo dato limite deriva soltanto dalla scelta di t_M (e quindi anche di T perchè è $t_M \leq T$) e può essere variata come si vuole in dipendenza della distanza che si desidera esplorare. La reale *portata fisica* del radar, cioè la massima distanza dell'ostacolo per la quale l'intensità del treno d'onde di ritorno è ancora sufficiente per la sensibilità del rice-

vitore, dipende — come vedremo nel n. 7 — da un complesso di fattori di carattere essenzialmente fisico, quali la potenza e la sensibilità dell'apparato, la direttività dell'antenna, la lunghezza d'onda, le dimensioni e la natura dell'ostacolo, ecc.

Nello stesso modo come esiste una distanza massima misurabile (*portata base*) esiste anche una distanza minima, il cui valore dipende in gran parte della durata τ del treno d'onde emesso: infatti, durante tutto il tempo di emissione del treno d'onde, il ricevitore non può ricevere echi di ritorno perchè il suo ingresso è cortocircuitato dal commutatore *T. R.* Se, come nell'esempio citato in precedenza, è $\tau = 1 \mu\text{sec}$ la distanza minima teorica risulta 150 m; in pratica altri fattori, e particolarmente l'inerzia del commutatore *T. R.*, rendono maggiore questa distanza.

Dalla durata τ dell'impulso dipende anche il *potere risolutivo* del radar: se due ostacoli sono allineati rispetto al radar essi possono dare luogo a due echi distinti solo se fra di essi intercorre un intervallo di tempo maggiore di τ , cioè solo se la distanza dei due ostacoli è $c\tau/2$. Così se è $\tau = 1 \mu\text{sec}$ sono distinguibili fra loro solo ostacoli distanti almeno di 150 m. Se invece due ostacoli sono alla stessa distanza ma in direzione diversa, la possibilità di poterli distinguere è legata alla direttività dell'antenna.

Ci siamo formati un'idea generale sul meccanismo di funzionamento del radar e sul suo schema di principio; esamineremo ora più particolarmente — ma sempre rimanendo nel campo qualitativo — le caratteristiche delle varie parti, iniziando dall'indicatore.

4. — L'indicatore ed i vari tipi di presentazione.

Nello schema di funzionamento visto precedentemente la precisione di misura delle distanze è affidata alla linearità del dente di sega (*); solamente, infatti, se il moto della traccia del pennello elettronico da *O* verso *x* è uniforme, è possibile stabilire dal valore di *x* il corrispondente valore

(*) - La tecnica per produrre le tensioni a denti di sega e per renderle lineari è sviluppata nel Vol. III; in tale volume sono anche studiate le varie operazioni sui segnali impulsivi compiute entro l'indicatore ed in particolare la generazione delle *marche di distanza*, di cui è detto più oltre.

di Δt e quindi il valore esatto della distanza. Poichè la linearità del dente di sega è normalmente solo grossolana, la misura di distanza si compie mediante una taratura preventiva (o contemporanea alla misura) dell'asse dei tempi. Fra i metodi usati, quello di comprensione più agevole è basato sulle cosiddette *marche di distanza*: un oscillatore, con frequenza sufficientemente stabile e precisa, produce impulsi di tensione strettissimi che vengono applicati alle placchette di deviazione verticale dell'oscillografo dell'indicatore, così che sullo schermo ne risulta un'immagine come quella della figura 5. Noto l'intervallo di tempo T' intercorrente fra due impulsi successivi (periodo) risulta automaticamente tarato l'asse dei tempi dell'oscillografo; supponiamo, ad esempio, che la frequenza F' dell'oscillatore che produce le marche sia 10^4 Hz e quindi sia $T' = 100 \mu\text{sec}$. Se, come in precedenza avevamo supposto, il tratto x_M

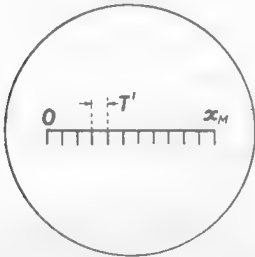


Fig. 5 — Asse dei tempi con marche di distanza.



Fig. 6 — Presentazione di tipo J.

corrisponde a $1000 \mu\text{sec}$ ($d_M = 150 \text{ km}$), sull'asse dei tempi compaiono 10 marche di distanza e lo spazio fra due di esse corrisponde a 15 km.

Il modo con cui la distanza viene misurata e con cui i vari dati sono ricavati dall'oscillografo non è sempre quello descritto; il metodo precedente si suole indicare come *presentazione di tipo A* (figg. 4, 5). Nella *presentazione di tipo J* la scala dei tempi invece che essere rettilinea è circolare, come è mostrato nella figura 6⁽⁵⁾; in tal caso la misura della distanza si deduce dalla misura di Θ . Per ciò che riguarda la taratura della scala delle distanze vale quanto già visto per la *presentazione*

(5) - Ciò si ottiene con una costituzione particolare degli elettrodi deflettori dell'oscillografo catodico.

di tipo *A*; qui si ha il vantaggio che a pari dimensioni dello schermo dell'oscillografo la scala risulta assai più lunga.

In altri tipi di presentazione la tensione di uscita del ricevitore è applicata alla griglia dell'oscillografo che comanda l'intensità del fascetto elettronico. Il segnale diretto e gli echi compaiono perciò sull'asse dei tempi — la cui luminosità è tenuta piuttosto scarsa — come macchioline più luminose invece che come guizzi. Tale metodo è usato in particolare nel caso della *presentazione di tipo B* in cui sullo schermo dell'oscillografo si ricava, oltre che la distanza, pure l'azimuth dell'ostacolo ed anche un suo profilo. Nei radar che hanno tale tipo di presentazione una antenna molto direttiva (ad esempio un paraboloide) è fatta oscillare attorno ad un asse verticale con ritmo piuttosto lento (ad esempio una oscillazione completa di 150° in un secondo) così che l'esplorazione radiotelemetrica si effettua non

in una sola direzione ma in tutto un settore orizzontale. Corrispondentemente, sullo schermo dell'oscillografo indicatore, l'asse dei tempi — che in tal caso è verticale ed è formato dal pennello elettronico che si muove dal basso verso l'alto — si sposta parallelamente a se stesso, a destra ed a sinistra della posizione centrale, in concomitanza

col moto dell'antenna; il moto dell'antenna e quello dell'asse dei tempi sono così riferiti che ad ogni istante vi sia una corrispondenza biunivoca fra l'angolo α formato dall'asse del lobo dell'antenna con la posizione di riposo e l'ascissa dell'asse dei tempi (fig. 7). In corrispondenza ad ogni posizione dell'antenna compaiono sull'asse dei tempi le macchioline luminose relative al segnale diretto ed agli eventuali echi dovuti agli ostacoli. Se questi hanno dimensioni estese nello spazio, i vari punti luminosi che corrispondono agli echi nelle varie direzioni tracciano sullo schermo una figura luminosa che riproduce approssimativamente il profilo dell'ostacolo. Lo schermo dell'oscillografo, in questo tipo di presentazione, possiede, oltre che la normale fluorescenza, anche un certo grado di *fosforescenza*; cioè i punti colpiti dal fascetto elettro-

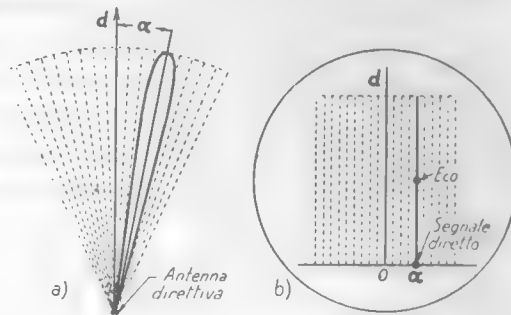


Fig. 7 — Principio dell'esplorazione per la presentazione di tipo *B*.

nico conservano la loro luminosità anche quando il pennellino elettronico si è spostato. Nel caso in esame la luminosità dura almeno per tutto l'intervallo di tempo intercorrente fra due passaggi dell'asse dei tempi

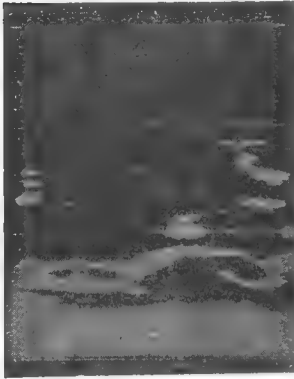


Fig. 8 — Presentazione di tipo B.

dalla stessa posizione; in tali condizioni la figura che compare sullo schermo è del tipo indicato nella figura 8. Per la misura della distanza ci si vale di un metodo simile a quello della figura 5: gli impulsi cronometrici — con segno positivo — sono inviati alla stessa griglia dell'oscillografo a cui è applicata l'uscita del ricevitore. Ne risultano dei puntini luminosi corrispondenti alle marche di distanza della figura 5, che, grazie al moto di traslazione dell'asse dei tempi ed alla fosforescenza dello schermo, appaiono come righe orizzontali (fig. 8). La determinazione dell'azimuth è fatta con lo ausilio di una scala orizzontale riportata sul

lo schermo dell'oscillografo: riassumendo, *nella presentazione di tipo B si ha la rappresentazione cartesiana della distanza (ordinate) in funzione dell'azimuth (ascisse).*

Un'altra forma di presentazione è quella *panoramica* denominata *tipo P* o più comunemente *P.P.I.* (*Plan Position Indicator*): segnale diretto ed echi appaiono anche qui come macchioline luminose. L'asse dei tempi è disposto secondo un raggio dello schermo dell'oscillografo ed è descritto dal pennellino elettronico che si muove radialmente dal centro alla periferia. L'asse dei tempi, poi, ruota attorno al centro dello schermo descrivendo un cerchio: la rotazione

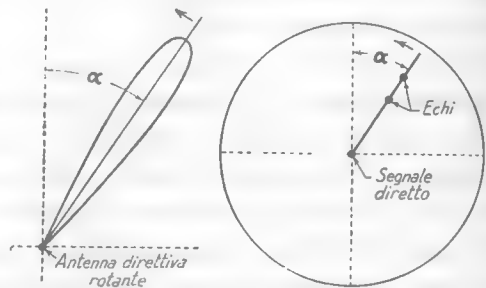


Fig. 9 — Esplorazione panoramica (P.P.I.).

è concomitante alla rotazione in un piano orizzontale dell'antenna, che ha una forte direttività azimuthale (fig. 9). Il meccanismo con cui appaiono sullo schermo gli echi e le linee indicatrici della di-

stanza — che sono cerchi concentrici — è simile a quello del tipo *B*; l'immagine che si ottiene è del tipo indicato nella figura 10. Nel *P.P.I.* l'angolo formato dal raggio su cui compare l'eco con l'asse di riferimento prescelto indica l'azimuth, mentre la distanza radiale dell'eco dal centro indica la distanza dell'ostacolo. In tal modo viene riprodotta sullo schermo la mappa del territorio che circonda il radar.

Sono possibili altri tipi di presentazione corrispondenti ad altri modi di esplorazione dello spazio circostante il radar ma quelli esaminati sono i più significativi ed i più largamente usati.

Coi tipi di presentazione *B* e *P.P.I.* è possibile determinare oltre che la distanza anche l'azimuth; più in generale, sfruttando le proprietà direttive dell'antenna è sempre possibile determinare la direzione dell'ostacolo. Ad esempio, nel caso di presentazione di tipo *A*, l'antenna (normalmente del tipo Yagi od a cortina di dipoli nel campo delle onde u.c. ed a riflettore parabolico nel campo delle microonde) è ruotabile in tutte le direzioni: la direzione dell'ostacolo è quella a cui corrisponde un'eco più intensa. La precisione ottenibile in tal modo non è molto rilevante ma è sufficiente per molti scopi, quale la scoperta di aerei o di navi; allorchè è necessaria una maggiore precisione (come per la direzione del tiro antiaereo) si usa il cosiddetto *metodo dell'equisegnale*.

La forma più semplice di applicazione del metodo dell'equisegnale è la seguente. Si hanno due antenne direttive identiche collegate a due ricevitori pure identici; esse sono vicine e così disposte che i loro diagrammi di ricezione risultano parzialmente sovrapposti, come è mostrato nella figura 11 *a*). Supponiamo che il sistema delle due antenne sia orientato in modo che la direzione di propagazione dell'onda in arrivo coincida con la retta *AO*, detta *linea di equisegnale*; l'intensità di ricezione dei due ricevitori è allora la medesima, essendo proporzionale in entrambi al segmento *OA*. Se invece la direzione dell'ostacolo coincide con la ret-

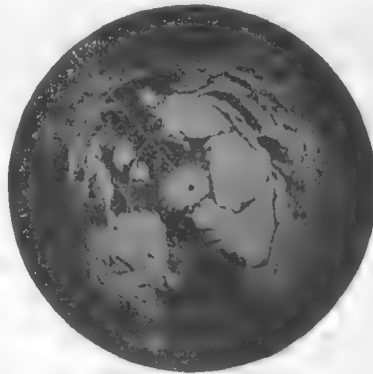


Fig. 10 — Fotografia di una presentazione panoramica (*P.P.I.*) ottenuta con radar portato da aereo.

ta CO , l'intensità di ricezione dei due ricevitori è molto diversa essendo in uno proporzionale al segmento OB e nell'altro al segmento OC ; dal confronto dell'ampiezza dei due echi ricevuti (compiuto inviando i due echi stessi, sfalsati fra loro, in un medesimo indicatore, nel modo indicato nella figura 11 b) è possibile arrivare ad orientare con molta esattezza il sistema di antenne in maniera da far coincidere la linea di

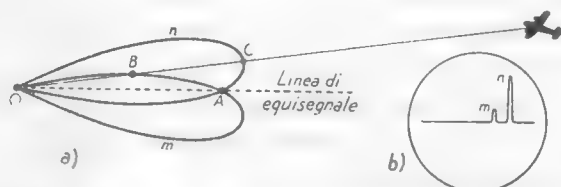


Fig. 11 — Determinazione della direzione di un ostacolo col metodo dell'equisegnale (commutazione dei lobi).

equisegnale con la direzione dell'ostacolo. In pratica si fa uso di un unico ricevitore che è commutato alternativamente sulle due antenne; spesso è poi adoperata un'unica antenna il cui lobo del diagramma di ricezione è ritmicamente spostato con accorgimenti vari.

Il metodo dell'equisegnale descritto prende il nome di *metodo di commutazione dei lobi*; può servire per determinare con grande accuratezza l'azimuth oppure l'elevazione di un ostacolo. Un'altra applicazione del metodo dell'equisegnale si ha nei sistemi di *esplorazione conica* usati essenzialmente per il tiro antiaereo. Qui il lobo del diagramma

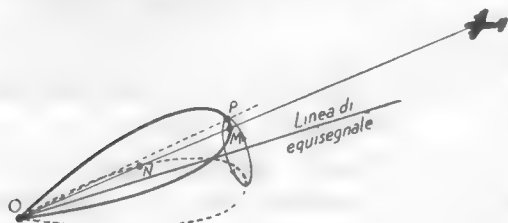


Fig. 12 — Esplorazione conica.

di radiazione è fatto ruotare in modo che il suo asse OP (fig. 12) generi un cono. Esiste anche qui una linea di equisegnale, a cui corrisponde un'eco di ampiezza costante durante la rotazione del lobo. Se la direzione dell'ostacolo non coincide con quella di equisegnale, l'ampiezza dell'eco varia continuamente risultando diversa nelle diverse posizioni angolari del lobo. La rotazione di questo produce quindi una fluttuazione periodica dell'ampiezza dell'eco tanto maggiore quanto più discosta è la direzione dell'ostacolo da quella di equisegnale; basandosi sul minimo di tale fluttuazione è possibile arri-

vare ad orientare con molta esattezza l'antenna in modo da far coincidere la linea di equisegnale con la direzione dell'ostacolo ⁽⁶⁾.

5. — Ricevitore.

Il ricevitore è forse la parte più delicata del radar; esso deve avere una sensibilità molto alta perchè l'energia reirradiata dagli ostacoli che ritorna all'antenna è sempre molto modesta; esso inoltre deve avere una larga banda passante per ottenere sullo schermo dell'oscillografo una riproduzione fedele dell'involuppo dei treni d'onda. Questi infatti comportano la ricezione di tutto un corteo di armoniche che occupano una banda di frequenza di larghezza circa uguale all'inverso della durata di ciascun impulso; così se la durata degli impulsi è $\tau = 1 \mu\text{sec}$ la larghezza del canale di frequenza dell'onda modulata (Cap. I, n. 7) risulta 2 MHz e tale deve essere, almeno, la banda passante del ricevitore ⁽⁷⁾.

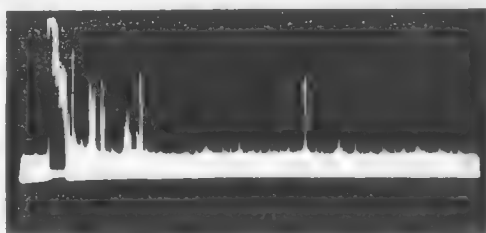


Fig. 13 — Rumore di fondo nella presentazione tipo A.

Sensibilità di un ricevitore e sua larghezza di banda sono due proprietà antitetiche; infatti la sensibilità è limitata dal rumore di fondo e d'altra parte questo è tanto maggiore quanto più ampia è la banda passante (Cap. XVIII, n. 6). L'immagine che appare sullo schermo dell'oscillografo dell'indicatore — ad esempio di tipo A — allorchè il ricevitore è in condizioni di grande sensibilità, è ben diversa da quella da noi schematicamente indicata nella fig. 14 b): appare al posto della riga luminosa dell'asse dei tempi una fascia luminosa irregolare formata da guizzi caotici (di cui una pallida idea è data dalla figura 13) dalla quale emergono i guizzi corrispondenti all'impulso diretto ed agli echi. Allorchè si è nelle condizioni limite di ricezione, cioè si ha a che fare con osta-

⁽⁶⁾ - Ciò viene compiuto di solito automaticamente con l'ausilio di speciali asservimenti elettromeccanici.

⁽⁷⁾ - Allorchè è necessario che l'eco sia molto definito, per l'accurata determinazione della distanza, sono necessarie bande passanti aventi larghezza fino $5/\tau$.

coli lontani o di piccole dimensioni, l'eco è tale da poter essere confusa col rumore; c'è infatti la probabilità che in un certo punto della fascia i guizzi del rumore si ordinino casualmente in modo da simulare la figura di un'eco.

Tutto ciò avviene naturalmente anche nei casi di presentazione in cui l'antenna ruota per compiere l'esplorazione: la probabilità di equivoco è tanto minore quanto più piccola è la velocità di rotazione dell'antenna nei confronti della cadenza degli impulsi. Supponiamo infatti che, in un certo istante in cui l'antenna è diretta contro un ostacolo, un impulso giunga su di esso ma l'impulso successivo non possa giungervi a causa della forte velocità di rotazione dell'antenna; in tali condizioni la macchiolina luminosa sullo schermo dell'oscillografo è prodotta da un sol impulso di ritorno. Supponiamo invece che la velocità di rotazione sia tale che non 1 ma 10 treni d'onde colpiscano l'ostacolo: la macchiolina luminosa corrispondente all'eco è la risultante della sovrapposizione di 10 successive sollecitazioni dello schermo fosforescente da parte dei 10 impulsi di ritorno. Si comprende come sia vantaggioso l'effetto integrante che ne risulta nei confronti della possibilità di equivoco.

Per quanto riguarda la costituzione dei ricevitori rimandiamo a quanto si è già detto per la ricezione delle microonde (Cap. XVIII, n. 6). I ricevitori sono del tipo supereterodina, con conversione di frequenza attuata immediatamente a valle dell'antenna ricevente: la costituzione di un convertitore è già stata indicata nel n. 6 del Cap. XVIII (fig. 17). I treni di oscillazioni a frequenza intermedia ottenuti all'uscita del convertitore sono amplificati da un amplificatore di alta frequenza a *banda larga* (Cap. III, nn. 4-5), generalmente con stadi a *frequenze d'accordo sfalsate*. Le frequenze intermedie sono normalmente comprese fra 30 e 60 MHz; le bande passanti sono variabili fra qualche megahertz ed una ventina di megahertz.

I treni di oscillazioni, dopo aver ricevuto una sufficiente amplificazione in alta frequenza, sono applicati ad un rivelatore a diodo: si ottengono in tal modo degli impulsi di tensione che sono amplificati da un *amplificatore video* ⁽⁸⁾ con banda passante dell'ordine di $1 \div 10$ MHz. Gli impulsi amplificati sono inviati — generalmente tramite un *trasfe-*

(8) - Un cenno sugli amplificatori video è stato fatto nel Vol. I (Cap. XI, n. 10); lo studio approfondito è svolto nel Vol. III.

ritore catodico (Vol. I, Cap. XIII, nn. 11-13) — all'indicatore e qui applicati al tubo a raggi catodici.

6. — Il trasmettitore, il modulatore ed il pilota di cadenza.

I radar operanti fino a frequenze dell'ordine del GHz ($\lambda = 30$ cm) hanno normalmente il trasmettitore costituito da un oscillatore a triodi con circuiti a linee risonanti (Cap. XVII, n. 2). Per frequenze maggiori sono usati invece quasi esclusivamente come oscillatori i magnetron a cavità (Cap. XVIII, n. 5). Gli uni e gli altri funzionano ad impulsi: normalmente è la tensione anodica che viene applicata soltanto durante il breve intervallo di tempo τ (durata dell'impulso) dal modulatore, col ritmo fornito dal pilota di cadenza. L'uscita del trasmettitore è normalmente espressa in termini di *potenza di picco* o *potenza di cresta* P_c ; essa esprime la potenza immessa nell'antenna durante l'impulso. Raramente essa è inferiore a $15 \div 20$ kW e può giungere fino a parecchie migliaia di kW: queste enormi potenze sono però emesse per tempi brevissimi, dell'ordine del μ sec, per cui l'energia (prodotto della potenza per il tempo: watt sec = joule) non ha affatto valori eccezionali. Ad esempio, se la potenza di picco è 1000 kW e la durata dell'impulso è $\tau = 1 \mu$ sec, l'energia contenuta nell'impulso è 1 joule. Se F è la frequenza con cui si succedono gli impulsi (cadenza) e $T = 1/F$ è il periodo (intervallo fra due impulsi successivi), la potenza media irradiata nel periodo, P_m , è espressa dal rapporto fra l'energia, $P_c \tau$, ed il periodo T :

$$(1) \quad P_m = \frac{P_c \tau}{T} = P_c \tau F ;$$

nell'esempio sopracitato, se la cadenza è di 500 impulsi al secondo, risulta $P_m = 500$ watt.

È di grande importanza in un radar disporre di una forte potenza di picco sia perchè la portata, a parità di altre condizioni, è direttamente proporzionale alla radice quarta della potenza di picco (come vedremo nel n. 7) sia perchè, anche se non sono necessarie forti portate, il disporre di forte potenza in trasmissione semplifica notevolmente la costruzione dei ricevitori per i quali è richiesta minore sensibilità.

Come si è già accennato, il modulatore ha il compito di applicare fra la placca ed il catodo dell'oscillatore la prescritta tensione di ali-

mentazione durante brevi intervalli di tempo e con una determinata cadenza, stabilita dal *pilota di cadenza*: questo è normalmente costituito da un oscillatore di rilassamento, generalmente del tipo detto *oscillatore bloccato* (Vol. I, Cap. XIII, n. 3). Per rendersi conto delle prestazioni richieste al modulatore consideriamo l'esempio di un trasmettitore a magnetron operante con le seguenti caratteristiche: 1000 impulsi al secondo con durata $\tau = 1 \mu\text{sec}$,

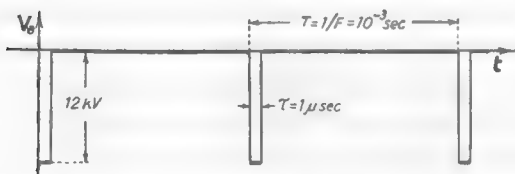


Fig. 14 — Diagramma della tensione applicata dal modulatore al catodo del magnetron.

secondo con durata $\tau = 1 \mu\text{sec}$, potenza di picco 100 kW, tensione anodica 12 kV rendimento 35%. Il modulatore deve applicare al catodo del magnetron (l'anodo è collegato a terra) una tensione che abbia le caratteristiche indicate nel diagramma della

figura 14; la potenza di picco che il modulatore deve conferire al magnetron è — dato il rendimento del medesimo — 286 kW ed a ciò corrisponde una corrente anodica di circa 24 A. Trattasi di prestazioni assai gravi, a cui solo una tecnica molto perfezionata può soddisfare; tale tecnica — come quella della generazione degli impulsi nel pilota di cadenza e delle operazioni su tali impulsi — è diffusamente trattata nel Vol. III.

7. — La portata fisica del radar - Equazione del radar.

Nel n. 3 si è chiamata *portata base* la massima distanza misurabile con un radar in relazione alla cadenza degli impulsi prescelta; si è allora accennato come essa non costituisca la *portata fisica* del radar (cioè la massima distanza dell'ostacolo per la quale l'intensità del treno d'onde di ritorno è ancora sufficiente per la sensibilità del ricevitore) la quale dipende da un complesso di fattori di carattere essenzialmente fisico, quali la potenza e la sensibilità dell'apparato, la direttività dell'antenna, la lunghezza d'onda, la natura dell'ostacolo, ecc. Cercheremo ora di esprimere la legge di dipendenza della distanza massima dai sopradetti fattori.

Consideriamo un radar operante su una lunghezza d'onda λ con potenza di picco P_e . Supponiamo per un momento che l'antenna sia un radiatore isotropico (Cap. XIV, n. 2) e l'ostacolo sia ad una distanza r : sulla superficie sferica di raggio r e centro nel radiatore la densità di

potenza è allora $S = P_c / 4 \pi r^2$. Se σ è l'area dell'ostacolo investita dai treni d'onde ⁽⁹⁾ la potenza che complessivamente colpisce l'ostacolo è $\sigma P_c / 4 \pi r^2$; ma l'antenna è in realtà direttiva e l'energia emessa da essa è concentrata nella direzione dell'ostacolo. Perciò, se G è il guadagno dell'antenna direttiva (Cap. XVI, n. 1), la potenza P_b che effettivamente investe l'ostacolo ha un valore G volte quello trovato in precedenza; si ha dunque

$$(1) \quad P_b = \frac{G \sigma P_c}{4 \pi r^2}.$$

Supponiamo ora che l'ostacolo reirradi ugualmente in tutte le direzioni l'intera potenza e. m. ricevuta (caso puramente ideale). Considerata allora una sfera di raggio r con centro nell'ostacolo, sulla sua superficie la densità della potenza proveniente dall'ostacolo è $S' = P_b / 4 \pi r^2$; poichè in realtà non tutta la potenza che ha investito l'ostacolo viene reirradiata ma una parte viene assorbita, l'espressione precedente deve essere moltiplicata per un coefficiente η (*coefficiente di reirradiazione*) minore di 1 che renda conto di tale fatto. La densità della potenza reirradiata ha di conseguenza, alla distanza r in cui si trova l'antenna del radar, il valore $\eta P_b / 4 \pi r^2$. Se A è l'area di intercettazione dell'antenna ricevente (Cap. XIV, n. 12; Cap. XVI, n. 1) la potenza ricevuta sarà il prodotto di A per la densità di potenza esistente sulla superficie di raggio r ; in definitiva dunque la potenza P_{ric} , ricevuta dal radar, è:

$$(2) \quad P_{ric} = \frac{\eta P_b A}{4 \pi r^2} = \frac{\eta G \sigma P_c A}{16 \pi^2 r^4}.$$

In questa equazione compare il guadagno G dell'antenna in trasmissione e l'area di intercettazione A della medesima antenna in ricezione, i quali sono legati fra loro dalla relazione (Cap. XVI, n. 1):

$$(3) \quad G = \frac{4 \pi A}{\lambda^2};$$

sostituendo questa espressione del guadagno nella formula (2) si ottiene:

$$(4) \quad P_{ric} = \frac{P_c A^2 \sigma \eta}{4 \pi r^4 \lambda^2}.$$

⁽⁹⁾ - Essa è stata determinata empiricamente per i vari tipi di bersaglio. I suoi ordini di grandezza sono: incrociatore 14000 m², sommergibile emerso 400 m², aereo da caccia 10 m², aereo da bombardamento 150 m², navi da carico 100+15000 m².

Tale relazione si dice *equazione del radar* ed ha grande importanza perchè da essa appaiono immediatamente i legami fra le principali grandezze che interessano la radiotelemetria.

Se diciamo P_{min} la potenza minima che il ricevitore è in grado di rivelare (Cap. XVIII, n. 6) e la sostituiamo nella (4) al posto di P_{ric} , possiamo dedurre il valore di r per il quale la potenza ricevuta è pari a quella minima ricevibile. È questa, evidentemente, la massima distanza, r_{max} , alla quale l'ostacolo preso in considerazione è rilevabile col radar in oggetto. Si ha dunque:

$$(5) \quad r_{max} = \sqrt[4]{\frac{1}{4\pi} \frac{P_c}{P_{min}} \frac{A^2}{\lambda^2} \sigma \eta},$$

che esprime la *portata fisica* del radar in funzione delle principali grandezze caratteristiche del radar e dell'ostacolo. In tale formula:

- a) - P_c è la *potenza di picco* del trasmettitore;
- b) - P_{min} è la minima potenza che il ricevitore è in grado di rivelare;
- c) - A è l'*area di intercettazione* dell'antenna, che nelle antenne più usate nel radar coincide praticamente con l'area reale dell'antenna (Cap. XVI, n. 2-6);
- d) - λ è la *lunghezza d'onda*;
- e) - σ rappresenta l'area dell'ostacolo investita dalle onde;
- f) - η è il *coefficiente di reirradiazione dell'ostacolo*.

La relazione (5) mostra che, a parità di altre condizioni, la portata fisica del radar dipende dalla radice quarta della potenza di picco, per cui se si volesse raddoppiarla agendo sulla potenza occorrerebbe moltiplicare questa per 16. La portata dipende nello stesso modo dalla sensibilità del ricevitore in quanto è inversamente proporzionale alla radice quarta della potenza minima rivelabile: ogni miglioramento del ricevitore permette una riduzione nello stesso rapporto della potenza di picco a pari portata. La (5) mostra pure che la portata è direttamente proporzionale alla radice quadrata del rapporto fra l'area di intercettazione della antenna e la lunghezza d'onda, cioè praticamente dipende dalle dimensioni dell'antenna rapportate alla lunghezza d'onda: ciò mostra la convenienza di usare frequenze molto elevate, ossia onde di lunghezza molto piccola, per la possibilità che esse offrono di rendere grande il rapporto A/λ senza aumentare eccessivamente le dimensioni fisiche dell'antenna.

La portata fisica *reale* di un radar differisce in genere da quella calcolabile mediante la formula (5) — che chiameremo *portata virtuale* — per effetto della *riflessione dell'energia e.m. sulla superficie terrestre*. Tale riflessione porta all'aumento della portata per alcuni siti e alla sua diminuzione per altri (Cap. XV, n. 8); in particolare per ostacoli bassi in superficie o per aerei a quota minima la diminuzione può essere notevolmente sensibile. Non è possibile esprimere con formule la reale portata fisica di un radar dato il gran numero di variabili da cui essa dipende e dalle varie condizioni di lavoro e perciò essa attualmente viene determinata sperimentalmente; non per questo diminuisce il valore pratico della *equazione del radar* soprattutto come relazione di scambio fra le varie grandezze da cui dipende la portata del radar, come hanno mostrato le considerazioni da essa dedotte precedentemente.

INDICE ALFABETICO

A

A (classe) pag. 139-40, 263
— (presentazione tipo) 558
A₁, *A₂*, *A₃* (onde) 271-3
AB (classe) 263
Accoppiamento 51-6, 59-72
— autotrasformatore 55, 61, 112-3, 175
— (coefficiente di) 65-71
— critico 65-71
— elettronico 188, 195, 258
— mediante partitore capacitivo 55
— per mutua induzione 51-6, 59-72
Accordo di antenna 432
— (indicatore di) 296
Adattamento di impedenza 54-6, 59, 113
Adcock (radiogoniometro) 480-1
Aereo [ved. antenna]
Affievolimento 291, 453, 455
Agitazione termica degli elettroni 498-500
Alimentatore 254-5, 294
Alimentazione delle antenne 427-8, 431-4
— dei circuiti risonanti 32-3, 43-6, 49-56
— dei ricevitori 294
— dei trasmettitori 254-5
— in parallelo ed in serie di un amplificatore 99-100
— (trasformatore di) 294
Allineamenti di radiatori 463-70
— broadside 468
— colineari 463-5
— endfire 466
— paralleli 463, 465-70
Alta frequenza (amplificatori per) 73-166
Alternata (rumore di) 269
Altezza efficace 436
Alto livello (modulazione ad) 259
Altoparlante 7, 283
Ammettenza mutua di un transistor 124-6
Amplificatore 73-166
— a banda larga 85-95, 549, 564

Amplificatore a circuito anodico accordato
74-80, 85-8, 91-5, 97
— a filtro di banda 80-5
— a pentodi 73-100
— a più stadi 78-80, 83
— a radiofrequenza 6, 73-166
— a resistenza e capacità 267, 283
— a transistori 101, 111-26
— a triodi 101-11
— ad entrata catodica 106-11, 152-3
— ad entrata di emettitore 115
— ad interazione controllata 115-22
— autoneutralizzato 106-7, 114-5, 152-3
— (banda passante di un) 77, 82-4
— cascode 107-11, 349, 549
— con frequenze di accordo sfalsate 91-5
— di bassa frequenza 262-9-283, 286
— di classe *B* lineare 160, 259
— di classe *C* 137-58, 160-6, 255, 269
— di potenza in a.f. 127-66
— modulato, modulatore 206, 259-63
— (neutralizzazione del) 102-11, 113-5, 257, 260
— push-pull 136-7, 166, 257, 260
— push-push 166
— selettivo 49, 73-166
— separatore 188, 252, 260, 269
— video 548, 564
Amplificazione 73-166
— (classi di) 130-2
— complessa 119
— di oscillazioni modulate 73-126, 158-60
— di potenza 7, 127-165
— (regolazione della) 95-7, 122-6
Angolare (modulazione) 10
Angolo di apertura 460-1, 466
— di circolazione 130-3, 140-3, 155, 164-5
— di perdita 26, 491
Anodica (alimentazione) 254-5, 294
— (dissipazione) 140-1

Anodico (alimentatore) 254-5, 294
Antenna 4-5, 363, 396-402, 409-39, 459-81
 — a larga banda 433-4, 550
 — a nassa 434
 — a stilo 433
 — a telaio 435, 473-80
 — (accordo di) 432
 — ad *L* rovesciato 400, 431-3
 — Adcock 480-1
 — (alimentazione della) 427-8, 431-4
 — (altezza efficace di) 436
 — (area di intercettazione della) 437-8, 462, 567-8
 — (area equivalente della) 437-8
 — Beverage 471
 — direttiva 59-81
 — (guadagno della) 415-6, 420, 424-6, 429-30, 436-8, 461-2, 472, 567
 — in quarto d'onda 399, 429-33
 — magnetica 284, 435
 — (lunghezza efficace) 436
 — marconiana 399, 418, 429-33
 — Marconi-Franklin 465
 — multibanda 421-3
 — (rendimento della) 417-8
 — (resistenza della) 417-8, 421, 425, 427-31, 434
 — ricevente 5, 363, 435-8
 — rombica 457, 470-3
 — Yagi 467, 550
Antifading (comando) 291, 453, 455
Apertura (angolo di) 460-1, 466
Area di intercettazione 437-8, 462, 567-8
Armonica 132, 165
 — (antenna operante su) 433
 — (quarzo operante su) 192
Armstrong (modulatore di) 327
 — (oscillatore di) 180
Arresto (induttanza di) 30, 100, 254-5
Atmosferici (disturbi) 300-1, 438-9
Attacco a delta, a T 428
Attenuazione 368, 378-80, 443, 447, 451-8
 — (coefficiente di) 379
 — nelle guide d'onda 405
 — nella ionosfera 446-7, 451-7
 — nelle linee 378-80
 — nel suolo 442-4, 451-4
 — specifica 379

Autoirradiante (torre) 431, 454
Autoneutralizzazione 106-7, 114-5, 152-3
Autostrappamento 171
Autotrasformatore (accoppiamento) 55, 61, 112-3, 175

B

B (classe) 137, 158-60, 259, 262-9
 — (presentazione tipo) 559-60
Banda (antenna a larga) 433-4, 550
 — di modulazione 19
 — (filtro di) 67, 70-2, 80-4, 89-90, 95, 230, 233, 489
 — laterale 19-24, 212-6
 — passante di un amplificatore 77-95
 — passante di un circ. rison. 35-9, 45
Bassa frequenza (amplificatori di) 262-9, 283, 286
Basso livello (modulazione a) 259
Battimenti 226-8, 354
Bel 379
Beverage (antenna) 471
Bilanciato (modulatore) 214-6, 325-7
Blocco (induttanza di) 30, 100, 255
Bobina mobile di un altoparlante 283
Boltzmann (costante di) 499
Bontà (coefficiente di) 26-30, 47-8
 — di una linea risonante 386
Broadside (allineamento) 468
By-pass (condensatore) 255

C

C (classe) 137-58, 160-6, 255, 269
Cadenza (pilota di) 553-5
Calibrazione (curva di) 479
Campo elettromagnetico 363-481
 — (intensità di) 413-6
 — (misuratore di) 414
Canale di frequenza 19-21, 73, 288
Cannone elettronico 517, 537
Capacità parassite degli amplificatori 75, 77-95
 — degli induttori 28-9, 50, 86
Capacitivo (partitore) 55, 62, 176
Caratteristica di griglia 145, 163
 — di modulazione 205

- Caratteristica* dinamica anodica e di griglia 164
 — (resistenza) 375-80
Cardioide (diagramma a) 476-7
Cascodo 107-11, 349, 549
Catodica (entrata) 106-7, 153-4, 349-50
Cavità (risuonatore a) 363, 406-7, 511
Cavo coassiale 363, 377-8
Cellula fotoelettrica 532-7
Choke 30
Cifra di rumore 528
Circolazione (angolo di) 130-3, 140-3, 155, 164-5
Circuiti risonanti accoppiati 64-72
Circuito integratore 324, 327-8
 — oscillatorio 43
 — risonante 31-72, 74
Classi di funzionamento degli ampl. 130-2
Classificazione delle frequenze 4
 — delle radioonde 3-4
Coassiale (cavo) 363, 377-8
Coefficiente di accoppiamento 65
 — di attenuazione 379
 — di bontà di un induttore 26-30
 — di merito di un tubo 87-90
 — di mutua induzione 65
 — di risonanza 37-43, 44-50, 57-9, 191-2, 386, 406
 — di sovracorrente 39-41, 386
 — di sovratensione 39-41, 48, 386
 — di stabilizzazione di Stern 122
Colineare (allineamento) 463-5
Colpitts (oscillatore di) 176-8, 180, 184, 489
Comando antifading 291
Commutatore T.R. 553
Commutazione di gamma 282
 — dei lobi 562
Compensatore 282
Composizione spettrale di oscill. mod. 13-24
Condensatore 26
 — di fuga 209, 254-5
 — (microfono) 309
Conduttanza mutua 87-88, 96
 — variabile (tubi a) 96, 291
Contrappeso 418, 458
Controfase (amplificatore in) 136-7, 166, 257, 260
Controllo automatico di volume 290
Controllo di tono 289, 296, 351
 — di volume 219, 351
Controreazione 169, 270, 353
Conversione di frequenza 229-47, 276-82, 526
 — (conduttanza di) 247
 — (rendimento di) 130-1, 139-43, 150
Convertitore di frequenza 233-47, 280, 348-50, 526
 — oscillante 239-40, 284, 350, 549
 — (pentagriglia) 236, 280
Conda vibrante (equazione della) 365
Corte (onde) 3, 454
 — (propagazione delle onde) 454-7
Cortina di dipoli 469-70
Costante di Boltzmann 499
Cristallo (oscillatore a) 193-8, 250-2, 260
 — piezoelettrico 189-93
Criterio di Nyquist 120-1
Critico (accoppiamento) 65-71
Curva di risonanza 32-6, 46, 51, 57, 67, 72
 — di risposta di amplificatori 74, 77-8, 83, 92, 278
- D**
- D* (strato ionizzato) 446
Dati su tubi elettronici 88, 147, 151, 503
D'Alambert (equazione di) 365
Decibel 379-80, 504
Deenfasi 351-3, 357
Delta (attacco a) 428
Demodulazione [ved. rivelazione]
Densità spettrale del rumore 495-503
Denti di sega (tensione a) 554, 557-8
Deviazione di fase 13, 321-2
 — di frequenza 12, 20-1, 309, 314-22, 329-30, 355-7
Diagramma di radiazione 414-6, 420, 424, 426, 429-30, 435, 460, 464-72
 — di ricezione 435, 476-8
Dinodo 536
Diodo (rivelazione a) 216-22
Dipolo a mezz'onda 395-8, 401-2
 — direttore 467
 — elementare 418-26
 — parassita 467
 — piegato 434, 550
 — riflettore 467

Disaccoppiamento (filtro di) 254
Dischi (tubo a) 509
Discriminatore 310, 331-51
 — a rapporto 340-8, 350-2
 — di Foster-Seeley 335-7, 340, 346-7
Distanza skip 450, 454-7
Distorsione 127, 263, 265, 269
Disturbi 300-5, 353-8
 — atmosferici 300-1, 438-9
 — industriali 300-1, 438-9
 — (limitatori o soppressori di) 301
Diversità (sistema di ricezione a) 455
Dominante (modo) 406-7
Doppio diodo-triodo 221
Duplicatore di frequenza 166, 252, 257

E

E (strato ionizzato) 446
Eccitazione di un amplificatore 143-52
 — (potenza di) 147, 52
Eco radar 556
E.C.O. (electron coupled oscillator) 188
Effetto di antenna 478
 — di notte 480
 — di scintillamento 501
 — fotoelettrico 531, 534-8
 — mitraglia 501
 — pellicolare 25
 — piezoelettrico 190
 — shot 501
Efficace (altezza e lunghezza) 436
Elettrodinamico (altoparlante) 283
Elettromagnetico (campo) 363-481
Emettitore (entrata di) 114-5, 154
Emissione fotoelettrica 534-40
 — secondaria 536-7, 541
End-fire (allineamento) 466
Entrata (capacità di) 75, 491
 — catodica 106-7, 153-4, 349-50
 — di emettitore 114-5, 154
 — (resistenza di) 109, 492, 504-8
 — trasformatore di) 280, 284
Equazione dei telegrafisti 373
 — del radar 566-9
 — di D'Alambert 365
Equisegnale 561-2

Esodo (triodo) 237
Esplorazione conica 562
 — del mosaico fotoelettrico 538, 543-5
 — intercalata 544-5
Eterodina 228
 — (rivelazione) 226-9

F

F, F₁, F₂ (strati ionizzati) 445-6
Fading 291, 453, 455
Faro (triodo a) 509
Fase (deviazione di) 13, 321-2
 — (modulazione di) 9, 13, 307-8, 320-30
Fedeltà di un amplificatore 77
 — di un ricevitore 287-90
Ferrite 30, 284
Filtro a quarzo 298
 — di banda 67, 70-2, 80-4, 89-90, 95, 230, 233, 489
 — di disaccoppiamento 254-5
Foster-Seeley (discriminatore di) 335-7, 340, 340, 346-7
Fotoelettrico (effetto) 531, 534-8
 — (mosaico) 537-42
Fotomoltiplicatore 536-7
Fourier (teorema di) 132
Frequenza (conversione di) 229-47, 276-82, 526
 — critica di uno strato 449
 — (deviazione di) 12, 20-1, 309, 314-22, 329-30, 355-7
 — di accordo di un'antenna 431-3
 — di risonanza 30
 — di taglio di una guida 404
 — di un oscillatore 173, 184-98
 — (duplicatore di) 166, 252, 257
 — immagine 279, 289
 — intermedia 277-99, 346, 256, 548, 564
 — massima usabile 454
 — (modulazione di) 9, 12, 20-2, 307-59, 548
 — (moltiplicazione di) 133, 165-6, 250, 252-9
 — naturale di un'antenna 431-3
 — (stabilità di) 186-98
Frequenze (classificazione delle) 3-4
Fruscio [ved. rumore]
Fuga (condensatore di) 209, 254-5

G

Galena 222
Giacoletto (schema di) 118
Girofrequenza 451
Grado di modulazione 11, 211, 214
Griglia (caratteristica di) 145, 163
 — (corrente di) 144-9, 265
 — (modulazione di) 207
 — (polarizzazione automatica di) 148-9
Guadagno di un'antenna 415-6, 420, 424-6,
 429-30, 436-8, 461-2, 472, 567
 — in decibel 380
Guida d'onda 363, 402-6, 511

H

Hartley 175-8, 180, 185
Hazeltine (circuito di) 102-3
Heaviside (strato di) 446
H. F. (high frequency) 4

I

Iconoscopia 537-42
Immagine (antenna) 423-5
 — (frequenza) 279, 289
Immagini (principio delle) 423-4
Impedenza (adattamento) 54-6, 59, 113
 — di entrata di una linea 383
Impulsi di corrente 130-66
 — di tensione 553-66
 — (modulatore a) 554, 565-6
Indicatore del radar 554, 557-63
 — di accordo o di sintonia 296
Indice di modulazione 21, 319-20, 322
 — di rifrazione della ionosfera 447-51
Induttanza dei reofori dei tubi 490-3
 — di arresto o di blocco 30, 100, 254-5
Ingresso (capacità di) 75, 491
 — (resistenza di) 109, 492, 504-8
Innesco delle oscillazioni 170
Integratore (circuito) 324, 327-8
Intensità di campo 413-6
Intercarrier 549
Intercettazione (area di) 437-8, 462, 567-8
Interferenza 288-9, 353-7

Interlacciata (esplorazione o scansione)
 544-5
Intermedia (frequenza) 277-99, 346, 526, 548,
 564
Inviluppo di un'oscillazione modulata 8,
 11, 217
Ionizzazione 445-51
Ionosfera 445-51
Irradiazione [ved. radiazione]
Isotropico (radiatore) 415-6

J - K

J (presentazione tipo) 558
Kennelly-Heaviside (strato di) 446
Klystron 51, 514-7
 — reflex 516, 526

L

L rovesciato (antenna ad) 400, 431-3
L. F. (low frequency) 4
Lighthouse (tubo) 509
Limitatore di ampiezza 338, 347
 — di disturbi 301
Lineare (classe B) 160, 259
Linea bifilare 363, 372-88, 392-4
 — chiusa sulla resist. caratt. 375-80
 — come elemento circuitale 384-8, 487-90
 — con estremo aperto 380-8
 — in corto circuito 380-8
 — in quarto d'onda 384-8, 487
 — (propagazione sulla) 372-88, 392-4
 — (resist. caratteristica della) 375-80
 — risonante 363, 384-8
 — schermata 377
Link 256, 432
Lobi 460
 — (commutazione dei) 562
Locale (oscillatore) 228, 234, 277
Logaritmiche (unità) 378-80
Lunghe (onde) 3, 451-2
 — (propagazione delle onde) 451-2
Lunghezza d'onda 3
 — di taglio di una guida
 — naturale di un'antenna 431-3
Lunghezza efficace di un'antenna 436

M

- Macchie solari* 446
Magico (occhio) 297
Magnetron 511, 520-5, 565
Manipolatore (tubo) 255
Manipolazione 251-9
 — a spostamento di frequenza 358-9
 — elettronica 255
Marche di distanza 558
Marconiana (antenna) 399, 418, 429-33
Marconi - Franklin (antenna) 465
Maxwell (teoria di) 389-92
Media frequenza 277-99, 346, 526, 548, 564
 — (amplificazione di) 84, 277-300
 — (trasformatore di) 84, 282, 286
Medie (onde) 3, 452-4
 — (propagazione delle onde) 452-4
Meissner (oscillatore di) 169-75
Merito di un tubo (coefficiente di) 87-90
Mescolatore (pentagriglia) 235-6
Mescolazione di due oscillazioni 232-3
M. F. (medium frequency) 4
Microfono condensatore 309
Microonde 3-4, 485-6
 — (propagazione delle) 457-8
Miller (oscillatore di) 193
Misuratore di campo 414
Mitraglia (effetto) 501
Modo dominante 406-7
Modulatore 206, 213, 264
 — a impulsi per magnetron 554, 565-6
 — a tubo a reattanza 310-7
 — (amplificatore) 259
 — Armstrong 327
 — bilanciato 214-6, 325-7
 — di fase 324-30
Modulazione 5, 201-16
 — angolare 10
 — ad alto e basso livello 259
 — anodica 204-6, 209, 212
 — (caratteristica di) 205
 — di ampiezza 5, 8, 11, 201-16, 249, 259-305
 — di base, di collettore 208
 — di fase 5, 9, 13, 307-8, 320-30
 — di frequenza 5, 9, 12, 20-2, 307-59
 — di frequenza diretta 310, 314-17
 — di frequenza indiretta 310, 324-30

- Modulazione* di griglia 207
 — di placca 204-6, 209, 212
 — di schermo e soppressore 210-1, 272-3
 — di velocità 513-5
 — (grado di) 11, 211, 214
 — (indice di) 21, 319-20, 322
 — (profondità di) 11
 — (spettro di) 17, 233, 245
 — (trasformatore di) 204, 270
Moltiplicazione di frequenza 133, 165-6, 250, 252-9
Mosaico fotoelettrico 537-42
Multibanda (antenna) 431-3
Multimu (tubo) 96
Mutua induzione 51-6, 59-72

N

- Nagaoka* (formula di) 29
Nassa (antenna a) 434
Neper 379
Neutralizzazione 102-6, 114-5, 152-3, 257
 — a ponte 103-4
 — basata sulla risonanza 105
 — col circuito di Hazeltine 102
 — col circuito di Rice 103
 — (condensatore di) 103
Neutrotrodina 102, 114
Nido d'ape (avvolgimento a) 28
Nodi di corrente e di tensione 381-8
Nota (oscillatore di) 299
Nyquist (criterio di) 120-1

O

- Occhio magico* 297
Onda (classificazione) 3-4
 — (definizione di) 364-72
 — di corrente e di tensione 373-88
 — elettromagnetica 3, 363, 388-481
 — (guida d') 363, 402-6
 — (lunghezza d') 3, 366
 — piana 411
 — progressiva 364-9, 372-80, 511
 — sinusoidale 366
 — spaziale 402, 441, 444-51
 — stazionaria 369-72, 380-8
 — superficiale 441-4

Onda (superficie d') 410-1
Orticon 541-2
Oscillatore 6, 167-98
 — a cristallo 189-98
 — a linea 488-9
 — a ponte 195-8
 — a quarzo 189-98
 — a tre punti 178-86, 193-5
 — ad accopp. elettronico 188-9, 258
 — bloccato 566
 — di Armstrong 180-1, 193
 — di Colpitts 176-8, 180, 184
 — di Hartley 175-8, 180, 185, 189, 236
 — di Meissner 169-75
 — di Miller 193
 — di nota 299
 — di rilassamento 553
 — locale 228, 234, 277
 — per onde ultracorte 488
 — pilota 188, 250-2
Oscillatoria (rivelazione) 224-5
Oscillatorio (circuiti) 43
Oscillazione laterale 15-24, 212-6
 — libera 41
 — modulata 8-24, 73-126, 158-60
 — portante 15-24, 212-6

P

P.P.I. 560-1
Panoramica (presentazione) 560
Parabolico (riflettore) 461-2
Parallelo (alimentazione in) 99-100
 — (circuiti risonante) 33-50
Parassita (dipolo) 467
Partitore capacitivo, induttivo 55, 62, 176
Passante (banda) 35-9, 45, 77-95
Pellicolare (effetto) 25
Pendenza variabile (tubo a) 96, 291
Pendolo di Pohl 387
Pentagriglia convertitore 236, 280
 — mescolatore 236
Pentodo a pendenza variabile 96, 291
 — di potenza 147
 — multimu 96
 — (resistenza di rumore del) 503
Perdita (angolo di) 26
Piano di polarizzazione di un'onda 411, 9

Picco (potenza di) 565
Piezoelettrico (effetto) 190
Pilota a quarzo 250, 252
 — di cadenza 553-5
 — (oscillatore) 188, 250
Placca (modulazione di) 204-6, 209, 212
Poynting (teorema di) 411
Polarizzazione automatica di griglia 148-9, 170
 — fissa elettronica 220
 — (piano di) 411-9
Ponte (neutralizzazione a)
 — (oscillatore a) 195-8
 — radio 458
Portante (oscillazione) 15-24, 212-6
 — (soppressione della) 214, 6
 — video, audio nei televisori 547
Portata del radar base 556-7
 — fisica 556, 566-9
 — virtuale 569
Potere risolutivo del radar 557
Potenza (amplificazione di) 7, 127-165
 — (densità di)
 — di cresta o di picco
 — di rumore 528
 — minima ricevibile 528, 568
Preenfasi 352
Preselettore (circuiti o stadio) 279-82, 298, 348, 525
Presentazione di tipo A, B, J, P 557-62
 — panoramica 560
Professionale (ricevitore) 298-303
Profondità di modulazione 11
Progressiva (onda) 364-9
Progressivo (regime) 371, 401-2
Propagazione 363, 372-80, 392-5, 411-3
 — nella ionosfera 444-51
 — nelle guide d'onda 402-6
 — nelle linee 372-80, 392-4
 — su un filo 394-5
 — superficiale 442-4
 — (velocità di) 364-9
Push-pull 136-7, 166, 257, 260
Push-push 166

Q

Q di un induttore 26-30
 — dei circuiti risonanti 37-72

- Q* dei risuonatori a cavità 406
 — delle linee risonanti 386-7
Quarto d'onda (antenna in) 399, 429-33
 — (linea in) 384-8, 487
Quarzo (bipolo a) 190
 — (filtro a) 298
 — operante su armonica 192
 — (oscillatore a) 189, 193-98
 — (pilota a) 250, 252
 — (risuonatore a) 189-93

R

- Radar* 551-69
 — (equazione del) 566-9
 — (portata base, fisica e virtuale) 556-7, 566-9
 — (potere risolutivo del) 557
 — (ricevitore) 563-5
 — (trasmettitore) 565-6
Radiatore 409-16
 — isotropico 415-6, 420, 461
Radiazione 401-2, 409-34
 — (diagramma di) 414-6, 420, 424, 426, 429-30, 435, 460, 464-72
 — (resistenza di) 417-8, 421, 425, 427, 429
 — (solido di) 414-5, 460
Radiodiffusione (antenna per) 431, 454
 — (ricevitore per) 280-7, 294-8
 — (trasmettitore per) 259-70
Radiofrequenza (amplificatori per) 73-166
Radiogoniometro 476-81
Radiolocalizzatore 551-3
Radioonde (classificazione delle) 3-4
 — (propagazione delle) 363, 372-80, 392-5, 411-3
Radoricevitore [ved. ricevitore]
Radiotelefonico (trasmettitore) 259-70, 314-7, 328-30
Radiotelegrafico (trasmettitore) 251-9, 358-9
Radiotelemetro [ved. radar]
Radiotrasmettitore [ved. trasmettitore]
Rapporto segnale-disturbo 304-5, 503-8
Reattanza elettronica 311-7
 — (tubo a) 311-7
Reazione 168
 — negativa 169, 270, 353
 — positiva 169
Reciprocità (principio di) 435
Reflex (klystron) 516, 526
Regime progressivo e stazionario 371, 380-4, 401-2
Regolazione automatica di frequenza 315-7
 — automatica di sensibilità 97, 123, 217, 290-4, 345
 — dell'amplificazione 95-7, 122-6
 — del tono 289, 296
 — del volume 219, 286
Rendimento di conversione 130-1, 139-43, 150
 — di un'antenna 417-8
 — nel trasferimento energetico 58-9, 61-2, 129, 133-7, 256
Repulsore del klystron 516
Resistenza 25-6
 — caratteristica delle linee 375-8
 — caratteristica dello spazio 410
 — dei condensatori ed induttori 26
 — di ingresso di un amplificatore 109, 492, 504-8
 — di radiazione 417-8, 421, 425, 427, 429
 — equivante di rumore 502-3
 — ohmica di un'antenna 417
Resistore 24
Rice (neutralizzazione di) 103, 152
Ricevente (antenna) 5, 363, 435-8
Ricevitore 6, 275-305, 331-58, 525-30, 547-50, 563-5
 — a galena 222
 — (fedeltà del) 287-90
 — per modulazione di ampiezza 275-305
 — per modulazione di frequenza 331-58
 — per microonde 525-30
 — per radiodiffusione 280-7, 294-8, 346-53
 — professionale 298-300
 — radar 563-5
 — (selettività del) 275, 287-90
 — (sensibilità del) 275, 290-4
 — supereterodina 276-300, 346, 525, 547, 564
 — televisivo 547-50
Ricezione (diagrammi di) 435, 476-8
Riflessione nelle linee 380-8
 — sul suolo 423, 441, 452, 457
Riflettore (dipolo) 467
 — parabolico 461-2
Rifrazione nella ionosfera 447-51
Rilassamento (oscillatore di) 553
Risonante (circuito) 31-72, 74

Risonanza 30-72, 384-8, 395-400, 406
 — (coefficiente di) 37-43, 46-50, 57-9, 191-2, 386, 406
 — (curva di) 32-6, 46, 51, 57, 67, 72
 — di un'antenna 396-400
 — di un tronco di conduttore 395-400
 — di un tronco di linea 384-8, 487
 — (frequenza di) 30
 — (frequenza naturale di) 431-3
Risposta (curva di) 32-3, 67, 72, 74, 77-8, 83, 92, 278
Risunatore a cavità 363, 406-7, 511
 — a quarzo 189-93
Rivelatore 216-26
 — a cristallo 222
 — a diodo 216-22
 — per caratteristica di griglia 223-4
 — per caratteristica di placca 223
Rivelazione 7, 202, 216-28
 — eterodina 226-9, 288, 299
 — rigenerativa ed oscillatoria 224-5
Rombica (antenna) 457, 470-3
Rumore 300-5, 357-8, 493-508, 563
 — bianco 499
 — (cifra di) 528
 — dei conduttori 498-500
 — dei tubi 501-3
 — (densità spettrale del) 495-503
 — di alternata 269
 — (potenza di) 528
 — (resistenza equivalente di) 502-3
 — termico 498-500

S

Saturazione di un amplificatore 158
Scansione 544
Schermata (linea bifilare) 377
Schermo degli induttori 60
 — (modulazione di) 210-1
Scintillamento (effetto di) 501
Secondaria (emissione) 536-7-541
Segnale 5-24
 — telegrafico 5, 227, 251-9
 — video 531, 540, 542, 546-8
Selettività dei circuiti risonanti 33-6, 61
 — dei ricevitori 275, 287-90
 — di un amplificatore 77

Semidipolo 395, 390-402, 429-31
Sensibilità di un ricevitore 275, 290-4
 — (regolazione automatica della) 97, 123, 217, 290-4, 345
Separatore (amplificatore o stadio) 188, 252, 260, 269
S.H.F. (super high frequency) 4, 485
Sincronizzazione 545-6
Sintetizzatore di frequenza 250
Sintonia (indicatore di) 296
Sintonizzatore 348-50, 548
Skip (distanza) 450, 454-7
Smorzatore (diodo) 297
Soppressione della portante 214-6
Soppressore (modulazione di) 210-1, 272-3
Sovracorrente, sovratensione 39-41, 368
Spaziale (onda) 402, 441, 444-51
Specchio parabolico 461-2
Spettrale (densità) 495-503
Spettro 15, 18-9
 — di modulazione 17, 233, 245
Spostamento di frequenza (manip. a) 358-9
Stabilità di frequenza 186-98
Stazionaria (onda) 369-72, 380-8
Stazionario (regime) 317, 380-4, 401-2
Stern (coefficiente di) 122
Stilo (antenna a) 433
Straps 523
Strati ionizzati 446
Superalte (frequenze) 4, 485, 490, 511
Supereterodina 276-300, 346, 525, 547, 564
Superficie d'onda 410-1

T

Telaio (antenna a) 435, 473-80
Telegrafico (radiotrasmettitore) 251-9
 — (segnale) 5, 227, 251-9
Telegrafisti (equazione dei) 373
Televisione 531-50
Tempo di transito 490-1
Teorema dei tre punti 179, 181-6
Terrestre (onda) 441-4
Tetrodo (uso negli ampl. di potenza) 146-7
Tono (controllo, regol. del) 289, 296
Torre autoirradiante 431, 454
T.R. (commutatore) 553
Trama televisiva 544-5

Transistori (amplificatori a) 101-2, 111-26, 154-6
 — (convertitori di frequenza a) 238-40, 284
 — (oscillatori a) 172-80, 194
 — (ricevitori a) 284-7
 — (schema di Giacoletto dei) 118
Transito (tempo di) 490-1
Trasferitore catodico 266-8, 564-5
Trasformatore di alimentazione 294
 — di entrata 280, 284
 — di media frequenza 84, 282
 — di modulazione 204, 270
 — di uscita 283
Trasmittitore 251-70, 314-7, 328-30
 — fonotelegrafico 271-3
 — per modulazione di ampiezza 249-74
 — per modulazione di frequenza 314-7, 328-30
 — per radiodiffusione 259-70
 — radar 565-6
 — radiotelefonico 259-70, 314-7, 328-30
 — radiotelegrafico 251-9, 358-9
Trasmittenti (dati sui tubi) 147, 151
Trimmer 282
Triodo a faro 509
 — (doppio diodo) 220-1
 — esodo 237-8
 — trasmittente 151
Tromba elettromagnetica 462-3
Tubo a conduttanza mutua variabile 96-7
 — a dischi 509
 — a modulazione di velocità 512-4
 — ad onda inversa 520
 — ad onda progressiva 55

Tubo da presa televisiva 537-42
 — da riproduzione televisiva 542-3
Tuner 348, 548

U

U.H.F. (ultra high frequency) 4, 485, 487
Ultracorte (onde) 3, 485-509
 — (propagazione delle onde) 457-8
Unità logaritmiche 378-80
Uscita (trasformatore di) 283

V

Valore efficace del rumore 494-5, 500
 — quadratico medio 494-500
Velocità di gruppo 404
 — di propagazione nelle guide 404-5
 — di propagazione nelle linee 373-4, 393-4
 — di propagazione nello spazio 389
 — (modulazione di) 512-5
Ventri su una corda elastica 371
 — di corrente e di tensione 381-8, 395-400
V.H.F. (very high frequency) 4, 485
V.L.F. (very low frequency) 4
Video (amplificatore) 548, 564
 — (segnale) 531, 540, 542, 546-8
 — (modulazione) 545-7
Volume (controllo o regolazione di) 219, 351
 — (controllo automatico di) 290

Y

Yagi (antenna) 467, 550

