

Esame delle cause che producono i fenomeni di intermodulazione negli amplificatori di antenna

Vengono esaminate le cause principali che negli amplificatori di antenna danno luogo ai fenomeni di intermodulazione. Uno studio particolare di questo fenomeno viene effettuato sul transistor BFW 16 A il quale, se fatto lavorare con una ammettenza di carico e un punto di lavoro in cc corretti, è in grado di dare la massima potenza di uscita con il minimo valore di intermodulazione raccomandato dalle norme internazionali.

Vengono infine dati consigli pratici per il progetto degli amplificatori di antenna allo scopo di evitare i fenomeni di instabilità a cui essi possono andare molto facilmente incontro.

Ci sembra inutile enumerare ancora una volta i vantaggi offerti dagli amplificatori di antenna a transistori nei confronti degli amplificatori equipaggiati con valvole. Uno svantaggio dei primi amplificatori a transistori era rappresentato dai notevoli fenomeni di intermodulazione a cui questi andavano soggetti tutte le volte che da essi si desiderava una certa potenza di uscita. E' per questo motivo che i primi amplificatori di antenna a transistori venivano impiegati soltanto per servire un numero ristretto di utenti.

Successivamente vennero introdotti transistori capaci di dare potenze di uscita uguali se non superiori a quelle fornite dai vecchi amplificatori a valvole con livelli di intermodulazione relativamente bassi. Tra questi transistori citiamo principalmente il BFY90, il BFX89, il BFW16, il BFW17 e il BFW30. Abbiamo infatti visto in un precedente lavoro che con questi transistori è possibile realizzare amplificatori di canale e amplificatori di banda dalle ottime prestazioni. Abbiamo inoltre descritto, sempre in quel lavoro, alcuni amplificatori a larga banda realizzati con i suddetti transistori; la banda amplificata da questi amplificatori andava da 40 a 860 MHz (!). Dalla tabella n. 1 ci possiamo fare un'idea dei livelli di potenza di uscita fornita dai suddetti amplificatori.

In questo lavoro vogliamo illustrare più ampiamente alcune caratteristiche dei suddetti amplificatori con particolare riguardo a:

- le cause che danno luogo ai fenomeni di intermodulazione,
- la potenza di uscita,
- il guadagno,
- il rumore.

Questi parametri verranno esaminati in dettaglio qui di seguito.

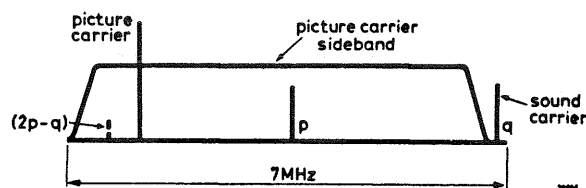


Fig. 1 - Segnale televisivo completo; i fenomeni di intermodulazione tra i segnali con frequenze p e q danno luogo a segnali spuri con frequenza pari a $(2p-q)$.

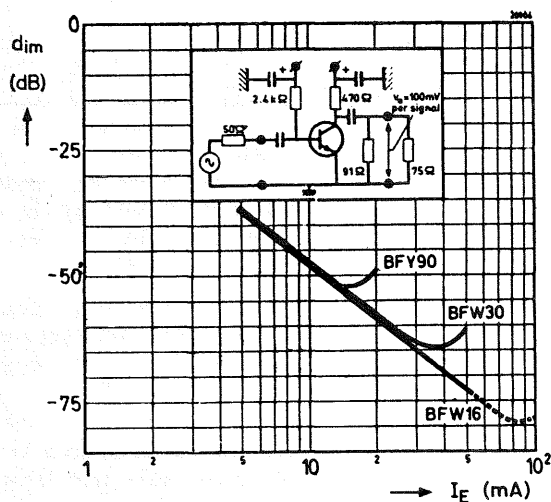


Fig. 2 - Fattori di intermodulazione dei transistori BFY 90, BFW30 e BFW16A in funzione della corrente continua di emettitore I_E ($f_p = 183$ MHz, $f_q = 200$ MHz, $f_{[2q-p]} = 217$ MHz). Le curve dei transistori BFY90 e BFW30 vennero ricavate con $V_{CE} = 6$ V, mentre la curva di BFW16A venne ottenuta con $V_{CE} = 18$ V; la parte tratteggiata di quest'ultima curva è stata tracciata per interpolazione.

CRITERI DI VALUTAZIONE E CAUSE DEI FENOMENI DI INTERMODULAZIONE

Quando il segnale completo della televisione (sia in bianco e nero che a colori) passa attraverso un amplificatore succede che a causa del comportamento *non lineare* di alcuni componenti attivi (transistori principalmente) possono prodursi molte frequenze spurie. Siccome il segnale della televisione, come appare evidente osservando la fig. 1, è essenzialmente un segnale a *banda larga*, è inevitabile che qualche frequenza spuria a cui abbiamo accennato prima vada a cadere *dentro* questa banda e di conseguenza disturbi l'immagine. Negli amplificatori di banda e negli amplificatori a larga banda, l'interferenza può aver luogo a causa dei segnali presenti nei differenti canali.

La Germania è stata la prima a fissare i livelli di intermodulazione ammissibili nonché a stabilire i sistemi di misura mediante i quali questi livelli possono essere misurati e controllati.

Questo sistema di misura consiste essenzialmente nell'applicare all'amplificatore due segnali sinusoidali con frequenze rispettivamente p e q separati tra loro da 3 MHz, in maniera tale che il prodotto di intermodulazione di terzo ordine (cioè $2p - q$) vada a cadere all'interno del canale; le ampiezze di questi due segnali vengono scelte in maniera che questi due segnali abbiano all'uscita la stessa ampiezza. Basandosi su questi criteri, il capitolato tedesco ha posto i seguenti *limiti standard* per ciò che riguarda il fattore di intermodulazione d_{im} e cioè:

- per amplificatori di canali televisivi — 30 dB
- per amplificatori di banda — 69 dB
- per amplificatori della banda F.M. — 50 dB

I tipi di transistori in precedenza nominati sono stati progettati in maniera che, montati in amplificatori ben progettati, soddisfano alle suddette norme.

Per ciò che riguarda più da vicino il fenomeno della intermodulazione precisiamo subito che nel caso di impiego come elemento-amplificatore di un transistor, quattro sono le cause che possono dar luogo ai fenomeni di intermodulazione suddetti, e cioè:

- non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore,
- caduta della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore,
- variazione della capacità collettore-base in seguito ad una tensione di uscita a frequenza elevata,
- tosaggio (clipping) della corrente o della tensione di uscita ad alta frequenza.

Per ciò che riguarda il transistor *BFW 16* si è potuto constatare che, se impiegato come amplificatore di canale nelle bande I e III, esso consente di fornire una potenza di uscita di 150 mW senza superare un fattore di intermodulazione di -30 dB. Ciò è stato possibile progettando il transistor in maniera da ridurre al minimo le prime tre cause di intermodulazione a cui abbiamo accennato pocanzi. Ma, come dimostreremo più avanti, se vogliamo ricavare tutti i vantaggi da questo transistor bisognerà porre la massima attenzione alla regolazione del punto di lavoro in continua del transistor e alla scelta della sua ammettenza di carico.

Sarà bene innanzitutto esaminare più da vicino le prime tre cause di intermodulazione a cui abbiamo accennato pocanzi e i loro effetti sul buon funzionamento di uno stadio finale funzionante con il transistor *BFW 16*. Per i motivi che spiegheremo più avanti, quanto diremo tra poco si riferirà al transistor montato in un circuito con configurazione a *emettitore in comune*.

Non linearità della caratteristica della giunzione emettitore-base

L'equazione che regola la corrente applicabile alla giunzione emettitore-base è data dalla espressione:

$$I_E = I_{sat} \cdot \exp(qV_{BE}/kT) - I_{sat}, \quad (1)$$

nella quale

- I_{sat} indica la corrente di saturazione della giunzione base-emettitore polarizzata in senso inverso,
- q la carica dell'elettrone,
- k è la costante di Boltzmann's e
- T la temperatura assoluta.

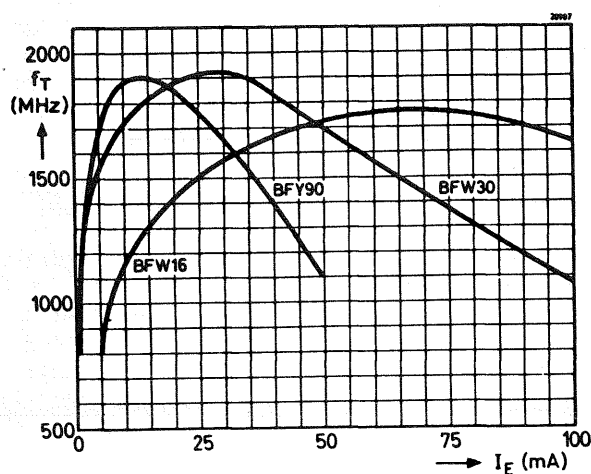


Fig. 3 - Frequenza di transizione f_T dei tre transistori il cui fattore di intermodulazione è stato riportato in fig. 2, espressa in funzione della corrente continua di emettitore I_E . Queste curve sono state ottenute impiegando correnti ad impulsi, con $V_{CE} = 6$ V per i transistori BFY90 e BFW30, e con $V_{CE} = 18$ V per il transistor BFW16A.

Siccome in pratica I_E è sempre molto più grande di I_{sat} , l'ultimo termine della precedente equazione può essere trascurato, e pertanto l'equazione (1) potrà essere semplificata nella seguente maniera:

$$I_E \approx I_{sat} \cdot \exp(qV_{BE}/kT). \quad (2)$$

La variazione i di questa corrente dovuta ad una variazione v in V_{BE} , assume il valore di:

$$i = I_E \{ \exp(qv/kT) - 1 \}. \quad (3)$$

Espandendo il termine esponenziale in una serie di Taylor, e sostituendo la resistenza differenziale emettitore-base r_e al posto di kT/qI_E , otterremo la seguente espressione:

$$i = \frac{1}{r_e} \cdot v + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{r_e^2} \cdot \frac{1}{I_E} \cdot v^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{r_e^3} \cdot \frac{1}{I_E^2} \cdot v^3 + \dots \quad (4)$$

Supponendo che tra le frequenze p e q la differenza sia piccola, e se $i_p = i_q$, succederà che $v_p \approx v_q$; si può inoltre facilmente dimostrare che il fattore di intermodulazione espresso in decibel, dovuto alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, assumerà il valore di:

$$d_{im} = -20 \log \left\{ \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{r_e} \div \left(\frac{1}{6} \cdot \frac{1}{r_e^3} \cdot \frac{1}{I_E^2} \cdot i_{re}^2 \cdot i_e^2 \right) \right\} = -20 \log 4 (I_E/i_{re})^2, \quad (5)$$

nella quale

i_{re} indica la corrente in alta frequenza di uno dei segnali che scorre attraverso la resistenza r_e emettitore-base.

Bisogna far presente però che in pratica il fattore di intermodulazione assume valori sempre inferiori a quello dato dall'equazione (5); e ciò per il semplice motivo che la derivazione di questa equazione è basata sulla gratuita supposizione che la resistenza emettitore-base sia direttamente collegata a due sorgenti di tensione ideali aventi resistenza interna zero. In pratica noi sappiamo che la resistenza della sorgente ha sempre un certo valore, e che ciò tende a migliorare le caratteristiche di intermodulazione.

Nella fig. 2 si può vedere l'andamento del fattore di intermodulazione d_{im} dei transistori *BFY 90*, *BFW 30* e *BFW 16A*; il fattore di intermodulazione d_{im} è espresso in questo caso in funzione della corrente continua di emettitore I_E . Questi grafici furono rilevati nel circuito indicato nella stessa figura 2 nella quale i_{re} (e cioè $v_o/37,5 \Omega$) assumeva un valore costante. L'andamento lineare di queste curve riflette la diminuzione del fattore di intermodulazione all'aumentare della corrente di emettitore I_E come appunto risulta dall'equazione (5).

Diminuzione della frequenza di transizione

E' noto che ad elevate densità di corrente, la giunzione base-collettore viene ad essere « spostata » in direzione del contatto del collettore (si verifica cioè

l'effetto Kirk); questo comportamento tende ad aumentare da un lato lo spessore della base e dall'altro ad abbassare la frequenza di transizione f_T . Questo particolare fenomeno appare evidente se si osserva la fig. 3 nella quale è riportato l'andamento della frequenza di transizione f_T di alcuni transistori (*BFY 90*, *BFW 30* e *BFW 16A*) in funzione della corrente di emettitore I_E . I fenomeni di intermodulazione che questo fatto dà luogo sono indicati dalle porzioni ad andamento non lineare nelle curve di fig. 2.

Se confrontiamo i due grafici possiamo facilmente osservare che il fattore di intermodulazione raggiunge il suo minimo valore in corrispondenza di valori di corrente di emettitore per il quale la frequenza di transizione raggiunge il suo massimo valore. Partendo da questo dato di fatto, e confrontando ancora le due serie di curve è facile dedurre che una frequenza di transizione che raggiunga il suo massimo in corrispondenza di elevati valori di I_E , è sempre da preferire, agli effetti dell'intermodulazione, ad una frequenza di transizione che raggiungesse il suo massimo in corrispondenza di bassi valori di I_E ; ciò per il semplice fatto che nel primo caso il transistorore può essere regolato in maniera da lavorare con corrente di emettitore di valore più elevato. Oltre a ciò, quando si hanno correnti più elevate di quelle in corrispondenza della quale la frequenza di transizione raggiunge il suo massimo è preferibile che la curva presenti una pendenza (fall-off) dolce e graduale anziché una pendenza repentina e improvvisa. Questo comportamento lo si può riscontrare nella curva f_T/I_E del transistorore *BFW 16A* di fig. 3.

Si deve inoltre tener presente che in quella porzione della curva dove la frequenza di transizione subisce un forte aumento, l'intermodulazione non viene più a dipendere dalla pendenza della curva $f_T = f(I_E)$. In detta porzione, la frequenza di transizione f_T è data dall'espressione:

$$f_T = 1/2 \pi r_e C_e$$

nella quale,

C_e è la capacità base-emettitore che si mantiene sostanzialmente costante in detta regione. In questa regione, la frequenza di transizione f_T aumenta all'aumentare di I_E in quanto r_e tende a diminuire via via che I_E tende ad aumentare.

Concludendo possiamo pertanto dire che in questa regione i fenomeni di intermodulazione sono da imputare esclusivamente alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore.

Variazione della capacità collettore-base

E' noto che quando ai capi della giunzione base-collettore viene applicata una tensione a frequenza elevata, ciò dà luogo una variazione ciclica nello spessore della zona di svuotamento della giunzione stessa (depletion layer); anche questa variazione di spessore della zona di svuotamento della giunzione è purtroppo causa di fenomeni di intermodulazione. Evidentemente, questa variazione ciclica dello spessore della zona di svuotamento si tradurrà in pratica in una corrispondente variazione della capacità della giunzione collettore-base, e cioè di C_{cb} .

Questo interessante comportamento è illustrato dal

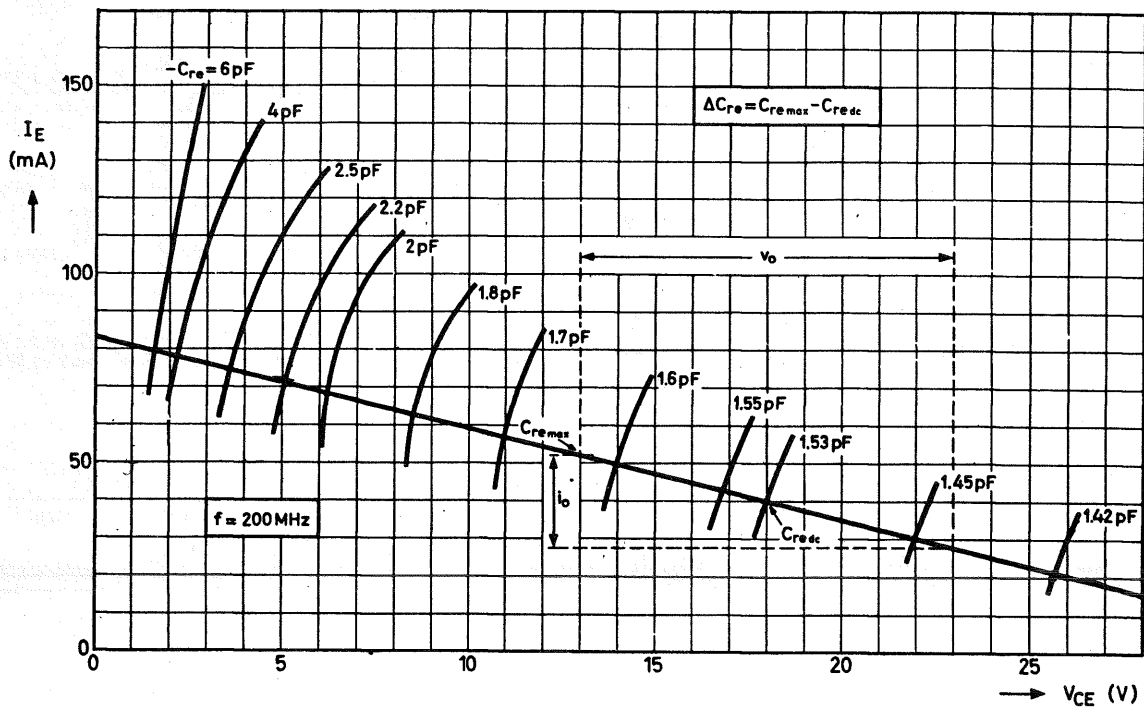


Fig. 4 - Curve della capacità costante inversa $-C_{re}$ del transistor *BFW16A*, (misurate a 200 MHz) sovrapposte alla retta di carico in alta frequenza ($R_L = 390 \Omega$).

grafico di fig. 4 nel quale abbiamo sovrapposto alcune curve a capacità inversa $-C_{re}$ costante (che poi non è altro che la reale misura di C_{cb}), su una *retta di carico* in alta frequenza tracciata per una ammettenza di carico di cui la *parte reale* è data da $R_L = 390 \Omega$.

Il grafico di fig. 4 indica chiaramente che in corrispondenza di bassi valori di V_{CE} , minime variazioni di detta tensione produrranno pronunciate variazioni della $-C_{re}$; oltre a ciò, in questa stessa porzione della retta di carico anche le variazioni di corrente eserciteranno una notevole influenza. All'altra estremità della retta di carico, e cioè in corrispondenza di elevati valori di V_{CE} , gli effetti delle variazioni della tensione e della corrente si faranno invece sentire molto di meno.

Rimane comunque appurato che in qualsiasi punto della retta di carico in alta frequenza, *sono le variazioni di tensione* più che le variazioni di corrente che influiscono maggiormente su $-C_{re}$.

Concludendo possiamo affermare che le variazioni della capacità inversa ($-C_{re}$), e cioè:

$$\Delta C_{re} = C_{re \max} - C_{re \text{ cc}}$$

dipenderanno dalla potenza di uscita, dalla pendenza della retta di carico e dal particolare punto di valore scelto su detta retta.

EFFETTO DELLE CAUSE DI INTERMODULAZIONE IN PRECEDENZA ESAMINATE SUL FUNZIONAMENTO PRATICO DEL TRANSISTORE

Abbiamo esaminato le cause dei fenomeni di intermodulazione che possono verificarsi negli amplificatori di antenna; abbiamo visto che nei normali

transistori, queste cause non consentono di raggiungere potenze di uscita elevate.

Vediamo ora di valutare *quantitativamente* queste stesse cause su un transistor particolarmente studiato per questo impiego, e cioè, il *BFW 16A* montato in uno stadio finale e lavorante alla frequenza centrale del canale 9 e cioè su 205 MHz. Anche in questo caso esamineremo le condizioni che debbono essere realizzate per raggiungere il più basso livello di intermodulazione possibile.

La fig. 5 riporta il circuito nel quale tale misure sono state effettuate, mentre la fig. 6 indica mediante uno schema a blocchi, la tecnica della misura.

A proposito della fig. 6 si deve subito osservare che l'attenuatore fisso a 10 dB inserito in questo schema a blocchi tra il circuito da misurare e l'interruttore del cavo coassiale serve soltanto a proteggere il transistor. Succede infatti che quando l'attenuatore a scatti (step attenuator) viene commutato da una posizione all'altra, il suo ingresso risulta per un brevissimo istante aperto; senza la protezione fornita dall'attenuatore fisso da 10 dB, succederebbe che il transistor andrebbe progressivamente incontro a dei danni o addirittura alla sua distruzione a causa del disadattamento.

Con il sistema di misura di fig. 6 si sono potuti valutare i fattori di intermodulazione d_{in} riportati in fig. 7, in funzione della corrente di emettitore I_E e in differenti condizioni di lavoro.

Difatti, nella fig. 7a possiamo vedere l'andamento del fattore di intermodulazione ad una potenza di uscita fissa di 20 mW per ciascuna delle frequenze rispettivamente p e q (202 MHz e 205 MHz); il parametro è rappresentato, in questo caso, dalla tensione collettore-emettitore V_{CE} .

La fig. 7b indica invece l'effetto di un eventuale aumento della potenza di uscita in alta frequenza mantenendo costante il valore di V_{CE} (18 V).

La fig. 7c vuole indicare l'andamento degli stessi parametri di fig. 7b ma variando la resistenza di carico cioè passando da 390 Ω a 220 Ω .

Osservando attentamente le tre famiglie di curve riportate in figura 7 si può facilmente vedere l'influenza su di esse delle cause che producono l'intermodulazione stessa in precedenza esaminata.

Per esempio, l'intermodulazione causata dalla *non-linearità* della caratteristica della giunzione base-emettitore è messa in evidenza dal tratto *a-b* nelle curve di

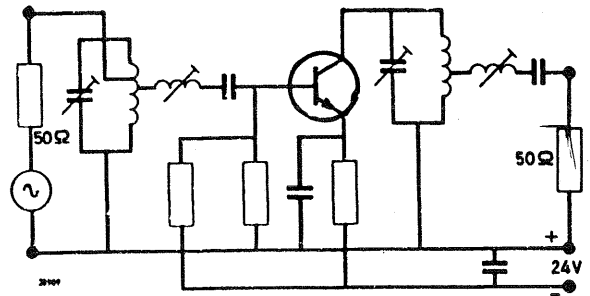


Fig. 5 - Circuito impiegato per la misura e la valutazione delle cause che danno origine al fenomeno dell'intermodulazione.

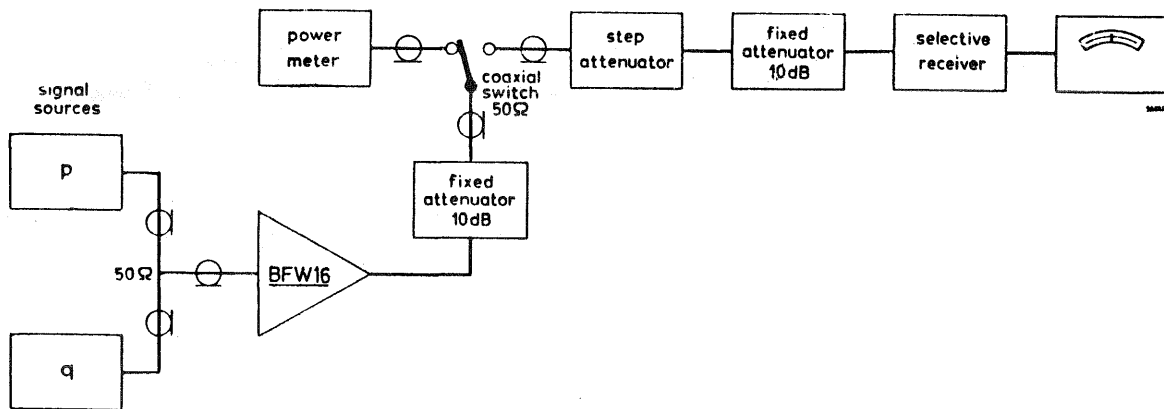


Fig. 6 - Sistema di misura per il rilievo dei fenomeni di intermodulazione.

fig. 7. Questa parte delle tre curve è in perfetto accordo con quanto espresso nell'equazione (5) la quale indicava che i fenomeni di intermodulazione dovuti a questa causa tendono a *diminuire* via via che la corrente di emettitore I_E tende ad *aumentare*, e che inoltre la corrente in alta frequenza i_{re} attraverso la resistenza base-emettitore r_e tende a *diminuire*.

Ciò significa in altre parole che per uguali valori della potenza di uscita P_o e della corrente di emettitore I_E , e di conseguenza per valori uguali di i_{re} , le porzioni *a-b* delle curve devono coincidere e devono dirigersi verso il basso via via che la corrente di emettitore I_E tende ad aumentare. Ciò è messo molto in evidenza dalle curve riportate nella fig. 7a. Le porzioni *a-b* delle curve riportate nelle fig. 7b e 7c si di-

rigono verso l'alto all'aumentare della potenza di uscita P_o , o in altre parole, all'aumentare del valore di i_{re} .

Confrontando le curve di fig. 7 con quelle riportate in fig. 4, è facile dimostrare che le porzioni *b-c* di dette curve indicano effettivamente l'andamento del fenomeno dell'intermodulazione prodotto dalla variazione della capacità base-collettore. In fig. 7a, l'intermodulazione tende a diminuire via via che aumenta il valore di V_{CE} . Ciò è in perfetto accordo con quanto illustrato dal grafico di fig. 4 il quale, come abbiamo visto, indica che ΔC_{rc} tende a diminuire tutte le volte che tende ad aumentare il valore di V_{CE} .

Le figure 7a e 7b indicano inoltre come, a bassi valori di potenza di uscita (per es. 10 mW oppure 20 mW), le porzioni *b-c* di dette curve presentano un an-

TABELLA 1 - Potenza di uscita degli amplificatori di antenna impieganti i transistori BFW 16A, BFW 17, BFX 89, BFW90 e BFW30. (Il progetto completo di questi amplificatori di antenna è stato riportato in un precedente articolo) (').

banda	amplificatori di banda			amplificatori di canale			amplificatori a larga banda	
	I	III	IV/V	I	II	III	I + II + III + IV/V	
frequenza	47-68	174-230	470-860	47-68	87.5-108	174-230	40-860	MHz
fattore di intermodulazione	-30	-30	-30	-60	-50	-60	-60	dB
potenza di uscita	150	150	80	10	25	10	-	mW
tensione di uscita	-	-	-	-	-	-	70 (> 50 Ω)	mV

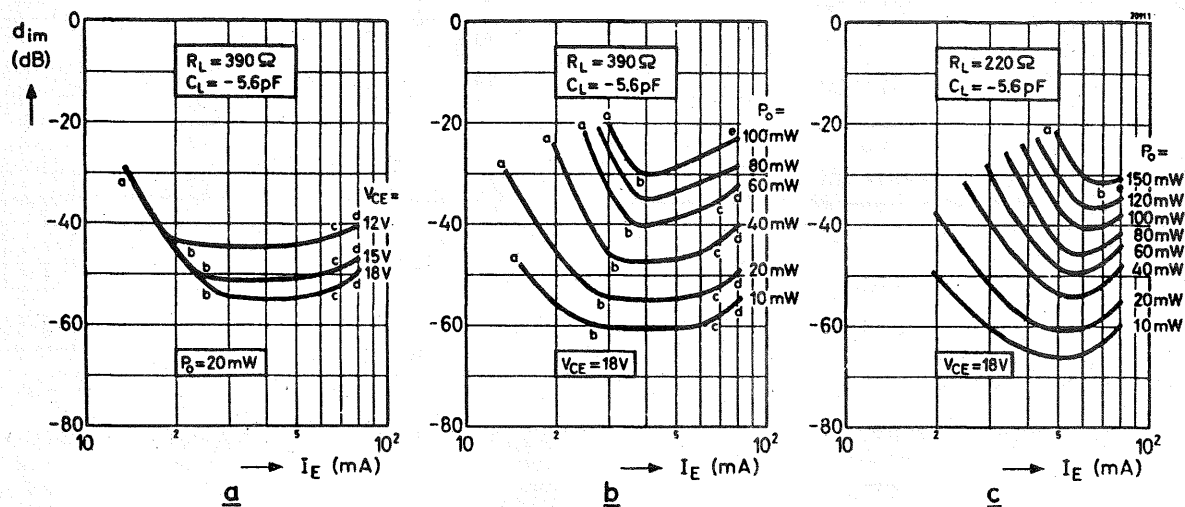


Fig. 7 - Fattori di intermodulazione d_{im} misurati alla frequenza di 205 MHz, in differenti condizioni di lavoro, in uno stadio finale equipaggiato con il transistor BFW16A.

damento pressoché orizzontale entro una gamma di correnti di emettitore abbastanza larga. Ciò sta ad indicare che a bassi valori di potenza di uscita e ad elevati valori di V_{CE} , un punto di lavoro a corrente elevata darà un po più di intermodulazione che un punto di lavoro a corrente più bassa. Anche questo comportamento si ricava osservando la fig. 4 dalla quale appare molto chiaro che quando la potenza di uscita è di poca entità mentre è elevato il valore di V_{CE} , la corrente di emettitore I_E ha una influenza del tutto trascurabile su ΔC_{re} .

La fig. 7b indica anche che quando la potenza di uscita è elevata (per es. 40 mW oppure 60 mW), l'intermodulazione indicata dalle porzioni b-c delle curve, tende ad aumentare all'aumentare della corrente di emettitore I_E . Anche questo comportamento è in perfetto accordo con quanto riportato nella figura 4 dalla quale si può facilmente rilevare che a valori elevati della potenza di uscita, ΔC_{re} tende ad aumentare considerevolmente all'aumentare della corrente di emettitore I_E . Sempre la fig. 7b dimostra che i fenomeni di intermodulazione tendono a diminuire tutte le volte che la potenza di uscita tende a diminuire; e anche questo comportamento è in perfetto accordo con quanto illustrato nel grafico di fig. 4.

E' possibile infine illustrare la stretta interdipendenza esistente tra i fattori di intermodulazione indicati dalle porzioni b-c delle fig. 7a e 7b, e i corrispondenti valori di ΔC_{re} . Questa dimostrazione venne eseguita nella seguente maniera.

Per un dato punto di lavoro, supponiamo $I_E = 40$ mA, $V_{CE} = 18$ V, e $R_L = 390 \Omega$, si cercò di valutare la variazione della capacità inversa ΔC_{re} per mezzo della fig. 4, per una potenza di uscita (a due segnali) di 10 mW, 20 mW, 40 mW e 60 mW per segnale. Questo valore venne espresso in funzione del corrispondente valore di d_{im} derivato dalla fig. 7.

La suddetta procedura venne ancora ripetuta per un carico $R_L = 390 \Omega$, ma in questo caso variando i punti di lavoro in cc e le potenze di uscita. Il risultato fu che tutti i punti dati dai valori d_{im} giacenti nelle porzioni b-c e dai corrispondenti valori di ΔC_{re} veni-

vano a trovarsi molto vicino alla linea retta di fig. 8 mentre quelli per altri valori di d_{im} non facevano la stessa cosa.

Ritornando alla fig. 7 notiamo infine che le porzioni c-d di questa figura, ed in particolare della figura 7a e 7b, hanno questo andamento a causa della caduta (fall-off) della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore; anche questo comportamento si può illustrare nella seguente maniera.

Riprendendo in esame la fig. 3 vediamo che il punto in corrispondenza del quale la frequenza di transizione f_T comincia a diminuire viene a trovarsi per il transistor BFW 16A in corrispondenza di un valore della corrente diretta di emettitore I_E di circa 70 mA. A causa di questa diminuzione della frequenza di transizione, succede che a valori più elevati di I_E , i fenomeni di intermodulazione tendono ad accentuarsi come appunto indicato in fig. 7. Siccome l'entità della escursione della corrente i_c verso una parte e l'altra del punto di lavoro in continua I_E varia al variare dell'ampiezza del segnale, l'intermodulazione corrispondente al punto di lavoro c dovrà necessariamente aumentare all'aumentare della potenza di uscita. Grazie però all'andamento piatto della curva $f_T = f(I_E)$ il punto c rimarrà molto vicino al valore della corrente di emettitore $I_E = 70$ mA.

MESSA A PUNTO DEL TRANSISTORE BFW 16 A

Quando il transistor BFW 16A viene impiegato nello stadio finale di un amplificatore di canale nella banda I oppure III, i fenomeni di intermodulazione prodotti dalle tre cause a cui abbiamo accennato in precedenza sono del tutto trascurabili; in questo caso, la causa principale che può dare origine a fenomeni di intermodulazione è da ricercarsi esclusivamente nel « taglio » che subiscono le tensioni e le correnti in alta frequenza. Questo taglio dipende esclusivamente dalla ammettenza di carico e dalla regolazione in corrente continua del transistor.

Qui di seguito esamineremo dettagliatamente la natura di queste cause di intermodulazione.

Taglio della tensione e della corrente di uscita in alta frequenza

Siccome i segnali di uscita alle frequenze rispettivamente p e q debbono avere una stessa ampiezza nelle condizioni in cui viene effettuata la misura dell'intermodulazione, i valori di picco massimo rispettivamente della corrente e della tensione di questi segnali ammonteranno a:

$$V_{o \max} = (V_{CE} - V_{CEK})/2, \quad (6)$$

$$i_{o \max} = I_C/2, \quad (7)$$

nella quale,

V_{CE} = tensione continua collettore-emettitore,
 V_{CEK} = tensione di ginocchio a radio frequenza,
 I_C = corrente continua di collettore.

Pertanto, la potenza massima di uscita indistorta in alta frequenza dell'uno e dell'altro segnale sarà:

$$P_{o \max} = I_C (V_{CE} - V_{CEK})/8. \quad (8)$$

Per essere sicuri che il « taglio » della corrente e della tensione avvenga, per lo stesso valore di ampiezza del segnale, in corrispondenza del punto di lavoro in continua scelto (vedi fig. 9), la parte reale dell'ammettenza di carico Y_L dovrà corrispondere ad una resistenza di valore pari a:

$$R_L = (V_{CE} - V_{CEK})/I_C. \quad (9)$$

Oltre a ciò, « conditio sine qua non » per avere la massima potenza di uscita è che la sorgente riportata nel circuito equivalente di fig. 10, fornisca corrente soltanto alla parte reale della ammettenza del carico; e questa condizione potrà realizzarsi solo nel caso in cui tutti i componenti passivi della capacità di uscita del transistor risultino accordati dalla componente induttiva del carico, e cioè, in altre parole, solo se nella configurazione ad emettitore comune, sarà valida l'equaglianza:

$$-C_L = C_{oc}, \quad (10)$$

nella quale,

$-C_L$ = induttanza del carico considerata come una capacità negativa,
 C_{oc} = capacità di uscita del transistor quando il suo ingresso viene posto in cortocircuito.

Pertanto, se l'unica causa che può dar luogo a fenomeni di intermodulazione è costituita dal « taglio » della corrente e della tensione, e se entrambi questi parametri sono uguali, avremo la massima potenza di uscita di ciascun segnale solo quando l'ammettenza del carico avrà un valore tale da soddisfare alle equazioni (9) e (10).

Siccome la tensione di ginocchio a radiofrequenza V_{CEK} del transistor BFW 16A ha pressapoco il valore di 1,5 V, la massima potenza di uscita indistorta $P_{o \max}$ dei due segnali rispettivamente p e q per $V_{CE} = 18$ V sarà uguale a:

82,5 mW per una regolazione cc di $I_E = 40$ mA, oppure 144 mW per una regolazione cc di $I_E = 70$ mA.

L'effetto che ha sull'intermodulazione il taglio contemporaneo della corrente e della tensione si può notare nelle curve in alto delle figure rispettivamente 7b e 7c. Supponendo di ammettere in un amplificatore di canale un valore massimo di intermodulazione

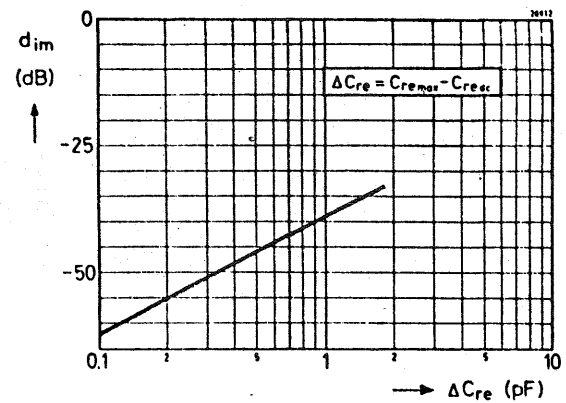


Fig. 8 - I valori di d_{im} riguardanti le porzioni b-c delle curve indicate in fig. 7, vengono a trovarsi molto vicini alla linea retta nel caso in cui essi vengano espressi in funzione della variazione della capacità inversa ΔC_{re} , ricavata dalla fig. 4.

uguale a -30 dB, sarà possibile ottenere con una regolazione cc di 40 mA, una potenza di uscita di circa 100 mW (fig. 7b), e di circa 150 mW con una regolazione cc di 70 mA (fig. 7c); ovviamente, i suddetti valori di potenza di uscita si possono ottenere solo nel caso in cui si riesca ad ottenere l'optimum nell'ammettenza di carico. E nelle prove di laboratorio l'optimum dell'ammettenza di carico per i punti di lavoro in cc suddetti venne ottenuto rispettivamente con:

$$R_L = 390 \Omega \text{ e } -C_L = 5,6 \text{ pF}$$

e

$$R_L = 220 \Omega \text{ e } -C_L = 5,6 \text{ pF},$$

Questi valori di R_L vanno perfettamente d'accordo con quelli dati dall'equazione (9); dal canto suo la capacità negativa soddisfa in tutto la condizione $-C_L = C_{oc}$, come appunto indicato dall'equazione (10). Nel circuito nel quale vennero effettuate queste misure, la capacità di uscita C_{oc} del transistor cortocircuitato assunse il valore di 4 pF (capacità propria del transistor) alla quale si aggiunsero 1,6 pF dovuti al montaggio del transistor su un disco di ossido di berillio inserito tra il contenitore e lo chassis.

Le curve riportate in fig. 7 indicano che le potenze di uscita ottenibili con $I_E = 40$ mA e $I_E = 70$ mA sono leggermente superiori alle potenze massime indistorte ottenute attraverso il calcolo. Ciò significa, in altre parole, che effettivamente qualche fenomeno di taglio di corrente e di tensione in alta frequenza ha luogo. Questo taglio di corrente ha luogo in corrispondenza di correnti continue di emettitore *più basse* di quelle quotate in precedenza; ed è appunto in corrispondenza di correnti più elevate che il taglio di tensione tende ad aumentare. Quest'ultimo effetto deve essere imputato alla tendenza della tensione di ginocchio in alta frequenza V_{CEK} ad aumentare all'aumentare della corrente continua di emettitore I_E (vedi fig. 9). In definitiva quindi, l'aumento del taglio della corrente e della tensione tende a peggiorare alla massima potenza di uscita il fattore di intermodulazione portandolo al di sopra del minimo livello tollerabile di -30 dB.

L'andamento delle porzioni b-e delle curve delle fig. 7b e 7c è da attribuire al taglio di tensione, mentre l'andamento delle porzioni a-b delle stesse curve è da imputare in parte al taglio della corrente e in

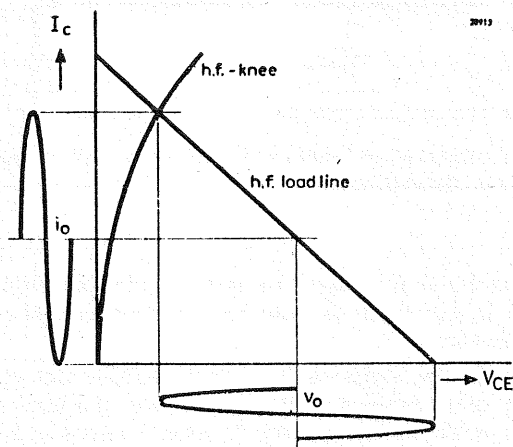


Fig. 9 - Massima escursione della tensione v_{ce} della corrente i_c in alta frequenza per un dato punto di lavoro in corrente continua.

parte alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore. Effettivamente si verifica un taglio di corrente tutte le volte che I_E risulta inferiore a $2i_{ce} \sqrt{2}$.

Prove pratiche hanno dimostrato che per frequenze molto più basse di quelle alle quali vennero ricavate le curve di fig. 7, l'equazione (10) (la quale come è noto definisce la parte immaginaria dell'ammettenza di carico) non è più valida. Pertanto, per avere uno stesso valore di intermodulazione per uno stesso valore di potenza di uscita, si dovrà dare a C_L un valore molto più elevato di quello indicato dall'equazione (10).

Massima potenza di uscita ad un fattore di intermodulazione di -60 dB

Siccome la causa principale di intermodulazione da prendere in considerazione quando si ritiene accettabile un valore di intermodulazione di -30 dB è costituita dal taglio della corrente e della tensione, è evidente che il transistor BFW16A, potrà fornire la sua massima potenza di uscita solo negli *amplificatori di canale*. Viceversa, negli *amplificatori di banda* nei quali, come abbiamo visto, il livello di intermodulazione ammissibile deve essere -60 dB, le cause principali che possono dar luogo a fenomeni di intermodulazione sono, la non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, la diminuzione repentina (fall-off) della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore, ed infine la variazione della capacità base-collettore. Pertanto, per ottenere la massima potenza di uscita in corrispondenza di questo molto basso livello di intermodulazione è assolutamente necessario scegliere un *punto di lavoro* e un valore della *ammettenza di carico* tali che tutti e tre le suddette cause concorrano in uguale misura a produrre i fenomeni di intermodulazione in questione.

Qui di seguito illustreremo brevemente la procedura per ottenere la suddetta condizione.

Innanzitutto, verrà sfruttato il fatto che la tensione di uscita in alta frequenza v_o ha, nei confronti della capacità *inversa* $-C_{re}$, una maggiore influenza della corrente di uscita i_o (vedi fig. 4). Pertanto, sarà

possibile per un dato valore della potenza di uscita P_o , ridurre la variazione della capacità ΔC_{re} riducendo v_o , ed aumentando contemporaneamente i_o ; o in altre parole, diminuendo R_L . In conseguenza di ciò si nota dal confronto delle figure 7b e 7c che le porzioni *a-b* di queste curve risultano spostate verso sinistra mentre le porzioni *b-c* si dirigono verso il basso.

Questo interessante comportamento è illustrato nuovamente nella fig. 11 nella quale abbiamo ritracciato le curve delle figure 7b e 7c in maniera però da mostrare quello che succede quando si diminuisce R_L . Si vede chiaramente come in tutti i casi la curva risulta spostata verso il basso e verso sinistra; lo spostamento a sinistra, che dà luogo ad un aumento dei fenomeni di intermodulazione, sarà da imputare alla non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, mentre la diminuzione dei fenomeni di intermodulazione che ha luogo nel tratto abbassato della curva, sarà dovuto alla variazione della capacità inversa.

CRITERI PER LA SCELTA DELLA CONFIGURAZIONE CIRCUITALE DA ADOTTARE PER IL TRANSISTORE BFW 16 A.

Siccome montato nella configurazione circuitale con *base in comune*, il transistor BFW16A darebbe luogo, alle frequenze elevate, a fenomeni di instabilità, si consiglia di montarlo nella configurazione con *emettitore in comune*. Ad ogni modo, in entrambe le suddette configurazioni, l'ammettenza di uscita del transistor sarà data da:

$$Y_o = Y_{22} - Y_{12}Y_{21}/(Y_{22} + Y_s) \quad (11)$$

nella quale, Y_s indica l'ammettenza della sorgente.

Nella configurazione circuitale a base in comune, la reazione del transistor, rappresentata dal secondo termine nella parte destra dell'equazione (11), tenderebbe a diminuire le ammettenze rispettivamente di ingresso e di uscita, e di conseguenza, produrrebbe una minore stabilità di funzionamento del transistor.

Viceversa, nella configurazione circuitale con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di aumentare entrambe le ammettenze, e di conseguenza di migliorare considerevolmente la stabilità di funzionamento del transistor.

Questo non significa però che basti semplicemente montare il transistor in un circuito con emettitore in comune per non andare incontro ad alcun fenomeno di instabilità di funzionamento del transistor medesimo. Al contrario, nella realizzazione pratica dell'amplificatore si dovranno mettere in atto tutte quelle precauzioni classiche che evitano l'insorgere di oscillazioni parassite.

In fig. 12 riportiamo un circuito che può servire da esempio tipico di *trasformazione* di un normale amplificatore in un oscillatore qualora non vengano adottate le precauzioni a cui abbiamo accennato poc'anzi.

Supponiamo infatti che l'amplificatore riportato in fig. 12a sia stato accordato alla frequenza di 205 MHz, e cioè alla frequenza centrale del canale 9. Se questo circuito non è ben progettato succederà che alle frequenze elevate esso si « trasformerà » nel noto circuito oscillatore *Hartley* riportato in fig. 12b. Infatti, alle frequenze superiori a circa 220 MHz, i circuiti accordati in parallelo, rispettivamente I e II,

risulteranno in cortocircuito. Succederà inoltre che in corrispondenza di quel particolare valore di frequenza per cui il condensatore C1 insieme all'induttanza dispersa della rimanente parte del circuito di ingresso forma un circuito accordato in serie, la base del transistor risulterà effettivamente *collegata a massa*. E' evidente quindi che se non si provvede a disaccoppiare opportunamente l'emettitore in maniera che esso non presenti una componente induttiva, il nostro amplificatore si trasformerà in un vero e proprio oscillatore di tipo Hartley.

Un tale rischio può essere eliminato impiegando un circuito di ingresso e di uscita come quelli riportati in fig. 5, e assicurandosi che non sia presente alcuna induttanza fra l'emettitore e massa; ciò significa in pratica che l'emettitore dovrà risultare disaccoppiato fino a quelle frequenze elevate in corrispondenza delle quali potrebbero verificarsi fenomeni di instabilità (il condensatore di disaccoppiamento dovrebbe essere preferibilmente del tipo a disco).

Oltre ad eliminare i fenomeni di instabilità, il montaggio del transistor nella configurazione con emettitore in comune, offre notevoli facilitazioni perciò che riguarda le esigenze di *adattamento* del circuito di uscita richieste di regola negli amplificatori di antenna. Grazie infatti alla reazione che ha luogo attraverso la capacità collettore-base è possibile, regolando l'ammettenza della sorgente Y_S del transistor, adattare la sua uscita a quel valore di ammettenza di carico richiesta per avere il minimo valore di intermodulazione. Il motivo di questo comportamento trova la sua logica spiegazione qualora si esamini ancora una volta l'equazione (11). Infatti, se non si avesse assolutamente reazione, il secondo termine della parte sinistra dell'equazione si annullerebbe, ed in questo caso Y_1 risulterebbe uguale a y_{22} ; succederebbe allora che in entrambe le configurazioni sia con base in comune che con emettitore in comune, l'ammettenza di uscita del transistor risulterebbe molto bassa.

Nella configurazione circuitale con base in comune, l'effetto della reazione non è altro che quello di *ridurre* ulteriormente l'ammettenza di uscita rendendo in questa maniera estremamente difficile l'adattamento del transistor all'ammettenza di carico in maniera tale da ottenere un basso livello di intermodulazione. Viceversa, nella configurazione con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di *aumentare* la suddetta ammettenza; in questo caso, pertanto sarà possibile adattare il transistor al valore ottimo della ammettenza di carico semplicemente regolando l'ammettenza della sorgente Y_S . (Si deve far presente però che questo sistema di adattamento non è compatibile con eventuali circuiti di neutralizzazione dato che esso tende a mantenere su bassi valori l'ammettenza di uscita del transistor; la neutralizzazione non è quindi consigliata in questi casi).

AMPLIFICATORI DI ANTENNA A MOLTI STADI

Fino a questo punto della nostra trattazione abbiamo esaminato il comportamento del transistor BFW 16A impiegato soltanto nello *stadio finale* di un amplificatore di antenna. Di questo transistor abbiamo esaminato molto dettagliatamente tutte le cause che possono produrre fenomeni di intermodulazione, ma in un amplificatore completo non è solo il fenomeno di intermodulazione che deve essere tenuto presente

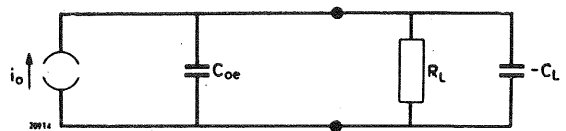


Fig. 10 - Circuito equivalente di uscita di un transistor con la sua ammettenza di carico.

bensi anche il *guadagno di potenza* dell'amplificatore nonché il rapporto segnale/rumore caratteristico dell'amplificatore.

Per ciò che riguarda le caratteristiche del rumore si deve tener presente che per avere risultati soddisfacenti sotto questo punto di vista è necessario regolare su un valore abbastanza basso la corrente continua di emettitore del transistor di ingresso; abbiamo visto però che riducendo la corrente continua di emettitore il transistor può dar luogo a fenomeni di intermodulazione a meno che non si richieda da esso una potenza di uscita estremamente bassa. E' evidente però che se da un amplificatore di antenna a due stadi si desidera una discreta potenza di uscita, si potrà far lavorare il transistor di ingresso con una bassa corrente di emettitore (e quindi con bassa potenza di uscita) solo nel caso in cui lo stadio finale dell'amplificatore abbia un guadagno elevato.

Ecco quindi che al transistor finale di un amplificatore di antenna non si richiede soltanto che lavori in maniera tale da dare scarsi fenomeni di intermo-

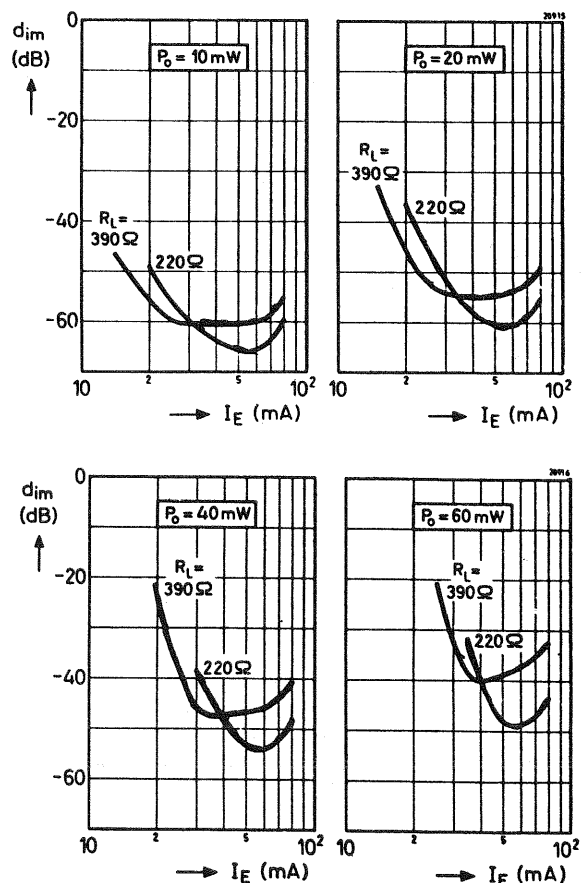


Fig. 11 - Curve $d_{im} = f(I_E)$ per potenze di uscita uguali ma con differenti valori di R_L , tracciate per sovrapposizione ($V_{CE} = 18 V$).

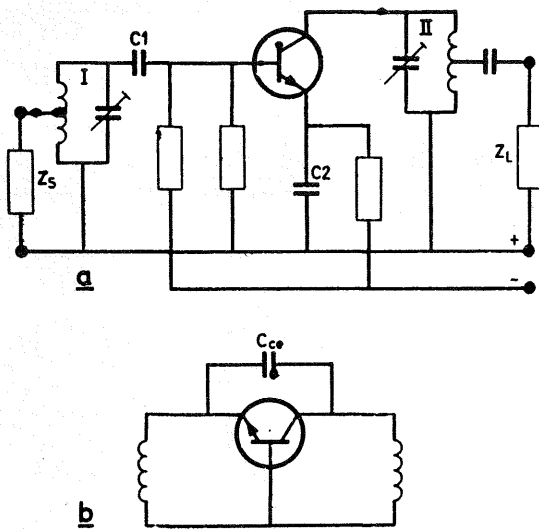


Fig. 12 - (a) Circuito non raccomandato per la realizzazione dello stadio finale di un amplificatore di antenna. Se tale circuito non è progettato attuando le precauzioni citate nel testo, esso, alle alte frequenze, si comporterà come l'oscillatore Hartley di fig. (b).

dulazione ma che fornisca anche un considerevole guadagno di segnale. Se infatti il guadagno dello stadio finale è insufficiente, l'amplificatore non sarà in grado di fornire l'optimum della massima potenza di uscita; è evidente quindi che in questo caso il comportamento dell'amplificatore agli effetti della intermodulazione risulterà determinato dal primo stadio, e di conseguenza, i bassi livelli di intermodulazione forniti dal transistor finale non saranno in pratica di alcun giovamento.

In proposito sarà bene sottolineare il fatto che il transistor BFW16A ha la caratteristica di presentare un ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione e un guadagno elevato entro tutta la banda completa delle frequenze TV e cioè, I, II, III e IV/V (da 40 MHz a 860 MHz).

Da parte sua le caratteristiche che dovrà possedere il transistor d'ingresso dell'amplificatore di antenna possono essere così riassunte:

- basso valore di rumore entro tutta la gamma delle frequenze amplificate cioè da 40 MHz a 860 MHz anche nel caso in cui venga fatto funzionare con una corrente di emettitore elevata;
- ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione;
- guadagno di potenza elevato.

L'ultima di queste caratteristiche, e cioè, l'elevato guadagno di potenza è desiderabile per far sì che il contributo del transistor finale agli effetti del rumore complessivo dell'amplificatore risulti estremamente basso. (Si tenga presente che il transistor finale viene regolato per un valore elevato della corrente continua di emettitore).

Alle suddette esigenze soddisfa il transistor BFY 90 che è stato appositamente sviluppato per essere impiegato negli stadi di ingresso di amplificatori di canale, di banda oppure anche per amplificatori di antenna a larga banda. Come risulta dalla figura 2, il valore optimum della corrente continua di emettitore del BFY90 agli effetti della intermodulazione, si aggira sui 14 mA. A questo valore di corrente, le caratteristiche di rumore sono ancora buone.

Concludendo possiamo pertanto affermare che i transistori BFY90 e BFW16A costituiscono una combinazione ideale per la realizzazione di amplificatori di antenna sia di canale che di banda.

Negli stadi finali di amplificatori di antenna a larga banda operanti da 40 MHz a 860 MHz può essere impiegato il transistor BFW30. Siffatti amplificatori non contengono, come è noto, nè circuiti accordati nè filtri, ed inoltre l'uscita del transistor è terminata su una ammettenza molto elevata come indicato per esempio nel circuito di fig. 2. Se si esige che un siffatto amplificatore posseda un valore di intermodulazione molto basso, e cioè — 60 dB, bisognerà accontentarsi da esso di una tensione di uscita r.f. relativamente bassa. Pertanto, in questo tipo di amplificatore, l'intermodulazione dipenderà esclusivamente dalla non-linearità della caratteristica giunzione-emettitore e dal valore della corrente continua di emettitore in corrispondenza della quale la frequenza di transizione inizia a calare.

In un precedente articolo⁽¹⁾ abbiamo presentato una serie di interessanti progetti di amplificatori di antenna di canale, di banda e a larga banda impieganti i transistori B F Y 90, B F W 30 e B F W 16 A.

J. Tuil
(Philips Elcoma Division)

NOTA

Si deve tener presente che in fig. 2 la variazione della capacità inversa venne esclusa dalle misure effettuate scegliendo una tensione di uscita di valore molto basso (100 mV per segnale), e applicando un valore abbastanza elevato di V_{CE} e cioè 18 V per il transistor BFW16A e 6 V per i transistori BFY90 e BFW30. Questi due ultimi transistori hanno un valore molto più basso di $-C_{re}$.

1) Note di Applicazione N. 53