

**Emilio Grosso**

# **COMUNICAZIONE TELEVISIVA**

**Vol. 2**

**TELEVISIONE A COLORI  
REGISTRAZIONE VIDEOMAGNETICA**

**EDITRICE ANTONELLIANA - TORINO**



**EDITRICE ANTONELLIANA**  
DIREZIONE GENERALE ED AMMINISTRAZIONE COMMERCIALE  
TORINO - VIA FRANCESCO MILLIO, 41 - TEL. 33.22.27

**Emilio Grosso**

# **COMUNICAZIONE TELEVISIVA**

**Vol. 2**

**TELEVISIONE A COLORI  
REGISTRAZIONE VIDEOMAGNETICA**

**EDITRICE ANTONELLIANA - TORINO**

© Proprietà letteraria e artistica  
riservata alla Editrice «ANTONELLIANA» - TORINO  
Riproduzione totale o parziale  
vietata ai sensi di legge

Stampato in Italia - 1989  
Istituto Grafico Bertello - Borgo San Dalmazzo (CN)

## PREFAZIONE

*La presente opera comprende due volumi che trattano nella loro globalità la generazione, la registrazione videomagnetica e la trasmissione, a livello videofrequenza, dell'informazione video.*

*Il primo volume, a carattere propedeutico, tratta i problemi di base della generazione del segnale video, comprendendo sia la sua messa in forma che la registrazione videomagnetica, limitatamente al segnale monocromatico. Il secondo volume tratta l'informazione video completa del colore, accenna ai recenti sistemi «non compatibili» e conclude con la registrazione videomagnetica alla luce del segnale cromatico.*

*Si tratta quindi di un aggiornamento, ma soprattutto di una larga integrazione, dei precedenti volumi, che si presenta quindi in modo da offrire al lettore un'opera completa ed omogenea nel campo video.*

*Anche in questa circostanza sento il dovere di ringraziare il Sig. Zanetti, dell'Editrice Antonelliana, per la Sua preziosissima collaborazione, così come il Sig. Albizzati per l'aiuto qualificato fornitomi.*

# INDICE

## 1

### CAPITOLO

<b>PRINCIPI COLORIMETRICI</b> .....	1
1.1 Sintesi additiva e sottrattiva .....	1
1.2 Definizione dei primari TVC .....	3
1.3 Teoria tricromica .....	6
1.4 Diagrammi cromatici .....	10
1.5 Ripresa televisiva a colori. Generalità .....	24
1.6 Tubi di ripresa con A.C.T. e Bias light .....	25
1.6.1 Convertitori C.C.D. (charge coupled devices) .....	29
1.7 Tubo di ripresa trinicon .....	42

## 2

### CAPITOLO

<b>SISTEMI DI CODIFICA</b> .....	49
2.1 Compatibilità .....	49
2.2 Principio della luminanza costante .....	54
2.3 Correzione del gamma .....	56
2.4 Scelta degli assi di modulazione I, Q, (R-Y), (B-Y) .....	60
2.5 Il sistema NTSC .....	65
2.5.1 Scelta del valore di sottoportante nel sistema NTSC ...	66
2.5.2 Il sincronismo di colore (burst) .....	69
2.5.3 Codificatore NTSC .....	72
2.6 Sistema di codifica PAL .....	77
2.6.1 Segnali elettrici R-Y, B-Y .....	77
2.6.2 Compensazione dell'errore di fase .....	84
2.6.3 Sincronismo di colore (burst) alternato .....	88
2.6.4 Frequenza di sottoportante PAL .....	91
2.6.5 Codificatore PAL .....	94
2.7 Decodifica PAL <sub>DL</sub> .....	98
2.7.1 Generalità .....	98
2.7.2 Amplificatore di cromaticità .....	101
2.7.3 Discriminazione di E <sub>V</sub> e E <sub>U</sub> mediante linea di ritardo ..	102
2.7.4 Tecnologia della linea di ritardo .....	104
2.7.5 Il separatore di burst .....	109
2.7.6 Rigenerazione della sottoportante .....	111
2.7.7 Comparatore di fase .....	112
2.7.8 Commutazione dell'asse $\pm V$ .....	119
2.7.9 Interditore di croma (killer) .....	121
2.7.10 Demodulazione sincrona .....	123
2.8 Decodifica Pal semplice e New PAL .....	126

# 3

CAPITOLO

<b>DISTORSIONI TIPICHE DEL SEGNALE VIDEO</b> .....	129
3.1 Definizione dei tipi di distorsione .....	129
3.2 Segnali di prova significativi .....	133
3.3 Impulso $\text{COS}^2$ e segnali I.T.S. ....	133
3.4 Misura ritardo di gruppo-frequenza e distorsione a tempo lungo .....	138
3.5 Interpretazione delle distorsioni sull'impulso 20T .....	141
3.6 Misure di guadagno e fase differenziale .....	146
3.7 Misure di linearità in bassa frequenza .....	146
3.8 Il vettorscopio .....	147
3.8.1 Caratteristiche dello strumento .....	148
3.8.2 Regolazioni operative dello strumento .....	152
3.8.3 Verifica strumentale e messa a punto di una catena codifica-decodifica PAL .....	155
3.8.4 Verifica del separatore di burst .....	163
3.8.5 Verifica del rigeneratore di sottoportante .....	163
3.8.6 Verifica dei demodulatori sincroni .....	164
3.8.7 Verifica della matrice .....	165
3.9 Filtri a pettine .....	165
3.10 Il monoscopio elettronico .....	169
3.10.1 Segnali per la messa a punto delle geometrie .....	169
3.10.2 Segnali monocromi .....	171
3.10.3 Segnali cromatici .....	172
3.10.4 Segnali anti-PAL. Verifica ottica dei demodulatori sincroni .....	173
3.10.5 Linea di ritardo PAL in presenza dei segnali acromatici .....	175
3.10.6 Verifica ottica del separatore di burst .....	177
3.10.7 Verifica ottica della messa a punto della linea di ritardo .....	181
3.10.8 Verifica ottica del ritardo luminanza-crominanza .....	183
3.10.9 Sequenza di barre di colore EBU .....	184
3.10.10 Campi cromatici $(V - Y) = 0$ .....	184

# 4

CAPITOLO

<b>SISTEMI NON COMPATIBILI</b> .....	187
4.1 Generalità .....	187
4.2 Sistema a pacchetti MAC-C .....	190
4.3 Codifica dell'immagine in MAC-C .....	192
4.4 Le varianti al MAC-C .....	193
4.5 Sistemi ad alta definizione .....	195
4.6 Standard di trasmissione MUSE (multiple sub-nyquist sampling encoding) .....	199

# 5

## CAPITOLO

<b>IL RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI</b> .....	205
5.1 Cinescopi tricromici .....	205
5.1.1 Cinescopio a maschera forata .....	205
5.1.2 Lo schermo fosforico .....	207
5.1.3 La maschera forata .....	209
5.1.4 I cannoni elettronici .....	211
5.1.5 Errori di geometria - purezza - convergenza statica e dinamica .....	212
5.2 Cinescopi con i tre fasci elettronici complanari .....	218
5.2.1 Trinitron .....	218
5.2.2 Cinescopio tricromico con cannoni in linea .....	219
5.2.3 Sistema autoconvergente 20AX .....	223
5.2.4 Campi magnetici di deflessione .....	226
5.2.5 Cinescopi adatti al sistema correttivo 20AX .....	229
5.2.6 Il cinescopio come elemento di matrice .....	230
5.2.7 Pilotaggio del cinescopio con segnali R, V, B .....	241
5.3 Ricezione del segnale TVC .....	241
5.3.1 Stadi a radio e media frequenza .....	242
5.3.2 Effetto rettificante del cinescopio .....	245
5.3.3 Esempio di decodificatore PAL a circuiti integrati .....	246
5.4 Procedura di allineamento del cinescopio a maschera ..	252
5.4.1 Smagnetizzazione .....	253
5.4.2 Purity .....	254
5.4.3 Controllo della convergenza .....	255
5.4.4 Verifica e messa a punto del rapporto luminanza/crominanza .....	258
5.5 Cinescopi a proiezione .....	261

# 6

## CAPITOLO

<b>LA REGISTRAZIONE VIDEO MAGNETICA IN TVC</b> .....	269
6.1 Generalità .....	269
6.2 Registratori videomagnetici a cassetta - sistema U-matic .....	269
6.3 Sistema VTR U-MATIC H (BVU) .....	272
6.4 Registrazione in componenti - sistema BETACAM .....	279
6.5 Il correttore della base dei tempi .....	282
6.6 Montaggio elettronico su nastro magnetico .....	288

# 7

## CAPITOLO

<b>STUDI TELEVISIVI</b> .....	293
7.1 Generalità .....	293
7.2 Catena telecamera .....	295
7.3 Mixer video .....	306
7.3.1 Chroma-key .....	309
7.3.2 Struttura operativa del mixer .....	313
7.4 Effetti digitali .....	315
7.5 Libreria digitale .....	317
7.6 Messa in fase dei segnali video .....	318





<b>SISTEMI CENTRALIZZATI</b> .....	321
8.1 Generalità .....	321

## BIBLIOGRAFIA

- G. CERRUTI Convertitori ottico-elettrici per applicazioni televisive.  
M. ARDITO Registrazione video magnetica.  
P. ZACCARIAN Registrazione video magnetica.  
N. KIHARA, F. KOHNO, Y. ISHIGAKI Development of a new system of cassette type consumer VTR.  
G. WHITE Video recording: record and replay system.  
A. LA ROSA Principi di TV colori.  
M.G. COLLET (Philips) Solid state image sensors.  
D.J. BURT Eng. vol. 50 n. 5 Development of ccd area image sensors.  
KOICHI SADASHIGE (SMPTE) An overview of solid-state sensor technology.  
Sony BVP 50P telecamera CCD (manuale istruzioni)  
CCD camera E.E.V.
- Elettronica e telecomunicazione n. 5 1986  
P. D'AMATO La televisione ad alta definizione  
Elettronica e telecomunicazione n. 1 1984  
G.F. BARBIERI Sistema CMAC a pacchetti per la diffusione diretta da satellite.  
MARTHENS, D. WOOD Le systeme CMAC paquets pour la television direct par satellite «Revue UER», Agosto 83  
Revue EBU n. 219 Studies on HDTV  
KANDO, OSAWA, OHKI (HITACHI) 54" High-contrast projection for HDTV.

**COMUNICAZIONE  
TELEVISIVA**

**VOL. 2**

**TELEVISIONE  
A COLORI  
REGISTRAZIONE  
VIDEOMAGNETICA  
PROPEDEUTICI**

## 1.1 Sintesi additiva e sottrattiva

Le radiazioni cromatiche possono essere riprodotte basandosi su due sistemi fondamentali di sintesi: additiva e sottrattiva.

Il primo sistema consiste nel sommare radiazioni luminose diverse, ognuna caratterizzata dalla propria tinta, luminanza, saturazione. La radiazione, risultante da tale somma, assume una colorazione che è funzione delle luminanze delle radiazioni componenti, per cui è possibile, al variare di tali luminanze, ottenere una gamma di radiazioni colorate differenti, compresa ovviamente la radiazione neutra o bianco.

Le radiazioni impiegate nell'operazione di somma sono definite primarie: con primaria intendiamo una terna di radiazioni dove ognuna è indipendente e non concorre alla formazione delle altre. Il maggior numero di combinazioni possibili è ottenuto impiegando come primari additivi le tinte rosso, verde e blu, in quanto, con le loro differenti lunghezze d'onda, interessano praticamente tutto lo spettro luminoso.

Se proiettiamo su uno schermo bianco tre radiazioni provenienti da tre distinti proiettori di luce e muniti di filtri rispondenti ai primari suddetti, possiamo, a seconda del numero di proiettori attivati, ottenere le seguenti combinazioni:

<i>Proiettori attivati</i>	<i>Tinta risultante</i>
solo rosso	rosso
solo verde	verde
solo blu	blu
rosso + verde	giallo
rosso + blu	magenta
verde + blu	ciano
rosso + verde + blu	bianco

In tutte queste combinazioni, essendo appunto additive, la luminosità della radiazione composta risulterà sempre maggiore di quella pertinente alle radiazioni componenti.

Variando ora la luminosità dei tre proiettori (per esempio: agendo su un diaframma applicato al proiettore) tra zero ed il valore massimo, si possono ottenere tutte le radiazioni desiderate nelle infinite sfumature che ne distinguono la loro precisa lunghezza d'onda.

Ad esempio, attivando i soli proiettori rosso e verde, abbiamo visto che si ottiene un giallo; ora se attiviamo il rosso e il verde, ma quest'ultimo con il diaframma chiuso a metà, ricaveremo un giallo rossastro, ossia una tinta arancio.

## 1.1 SINTESI ADDITIVA E SOTTRATTIVA

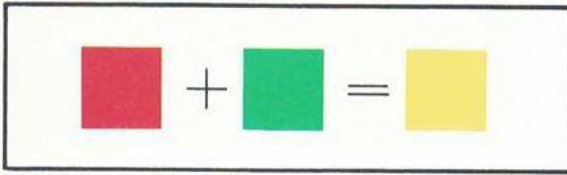


Fig. 1.1.1

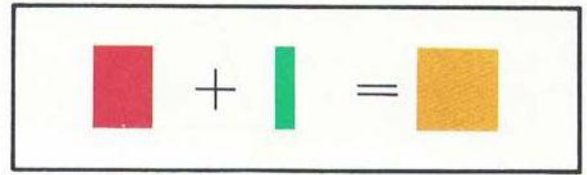


Fig. 1.1.2

Le figure 1.1.1 ed 1.1.2 sono significative a tale proposito.

La sintesi sottrattiva consiste nell'impiego di filtri selettivi che privano parzialmente od in modo totale la radiazione neutra delle radiazioni primarie.

Il maggior numero possibile di combinazioni si ottiene, in questo tipo di sintesi, usando come terna primaria di filtri sottrattivi le radiazioni: ciano, giallo, magenta.

Le figure 1.1.3, 1.1.4, 1.1.5 illustrano il sistema di sintesi sottrattiva, dove le radiazioni ottenibili mediante l'azione di filtraggio di una luce bianca sono riportate nella tabella seguente:

<i>Tinta filtri</i>	<i>Radiazione risultante</i>
solo giallo	giallo
solo magenta	magenta
solo ciano	ciano
giallo + magenta + ciano	nero
giallo + magenta	rosso
ciano + magenta	blu
ciano + giallo	verde
nessun filtro	bianco

Questo tipo di sintesi non ha importanza nella tecnica TVC dove, come vedremo, viene impiegata la sintesi additiva, anche se la colorazione degli oggetti recepita dal nostro occhio, (visione cromatica) è dovuta proprio all'azione filtrante descritta.

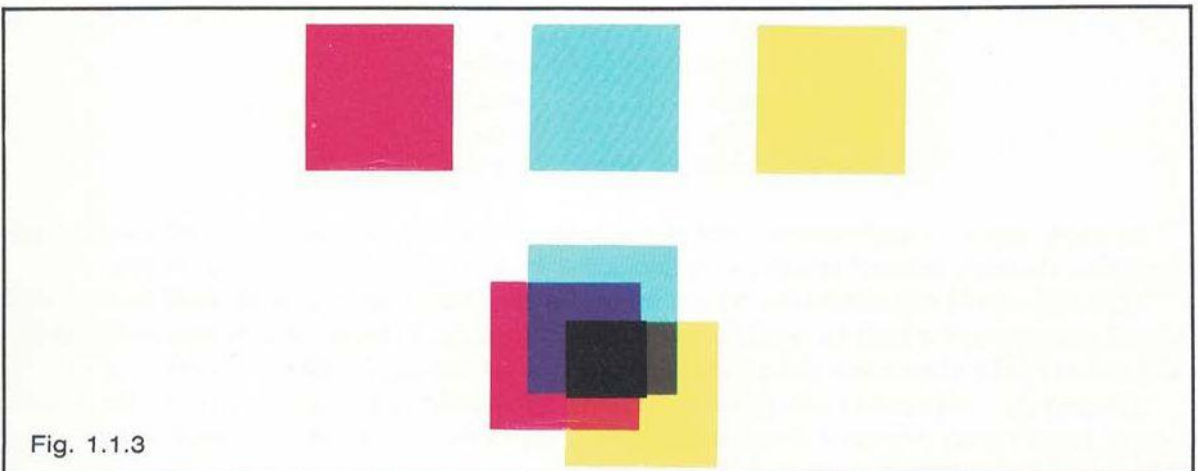
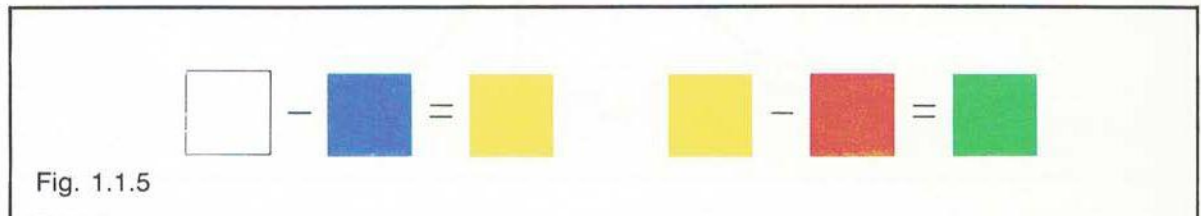
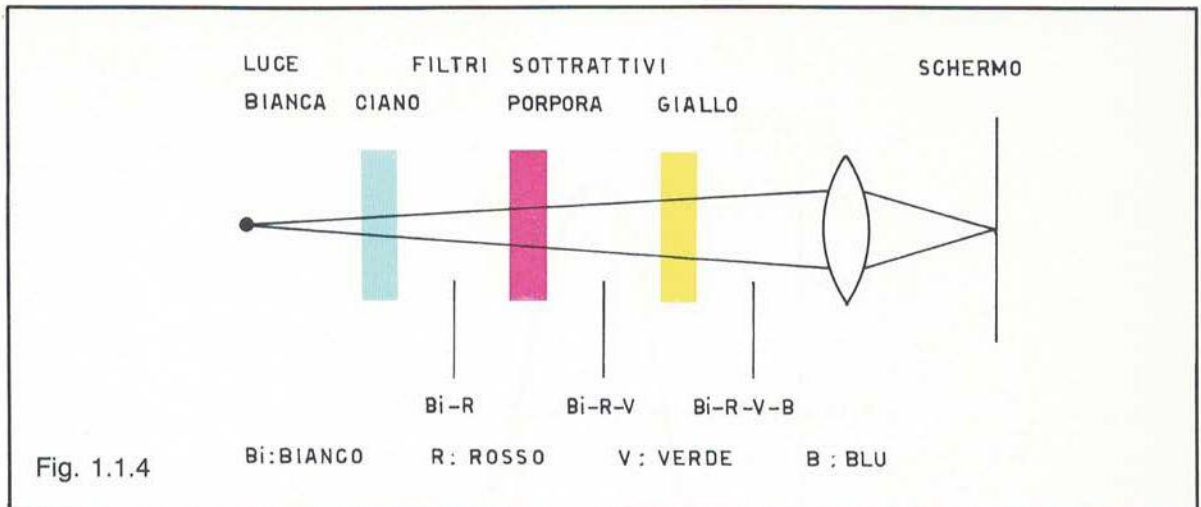


Fig. 1.1.3



I filtri colorati sono infatti dispositivi che vengono attraversati da una parte delle radiazioni spettrali che compongono la luce bianca, risultando ostacoli insuperabili da parte delle rimanenti radiazioni.

In altre parole, il filtro giallo consente il passaggio delle tinte: rosso, verde e ovviamente il giallo (in quanto formato dalla somma di rosso e verde), mentre risulta un ostacolo non superabile per il blu; il ciano, filtrato dal giallo, viene trasformato in verde in quanto il filtro non consente, come detto, il passaggio del blu, per cui anche il magenta viene distorto in rosso per identico motivo.

I filtri sottrattivi sono definiti anche filtri ad assorbimento.

Al nostro occhio un oggetto risulta quindi di un certo colore in quanto, illuminato da luce bianca (spettro a banda larga), riemette luce per diffusione, di quella precisa radiazione dominante. Nella combinazione sottrattiva, il colore risultante è meno luminoso delle radiazioni che lo compongono poiché, mediante l'azione filtrante, si sottrae energia alla radiazione stessa.

## 1.2 Definizione dei primari TVC

Osservando la curva di sensibilità dell'occhio ed in base alle considerazioni svolte in precedenza sui sistemi di sintesi, si può intuitivamente affermare che, onde poter riprodurre per combinazione additiva la maggior quantità di tinte riscontrabili in natura, la terna primaria  $R$ ,  $V$ ,  $B$  risulta essere la più idonea, in quanto  $R$  e  $B$  sono agli estremi dello spettro luminoso, mentre  $V$  è centrale.

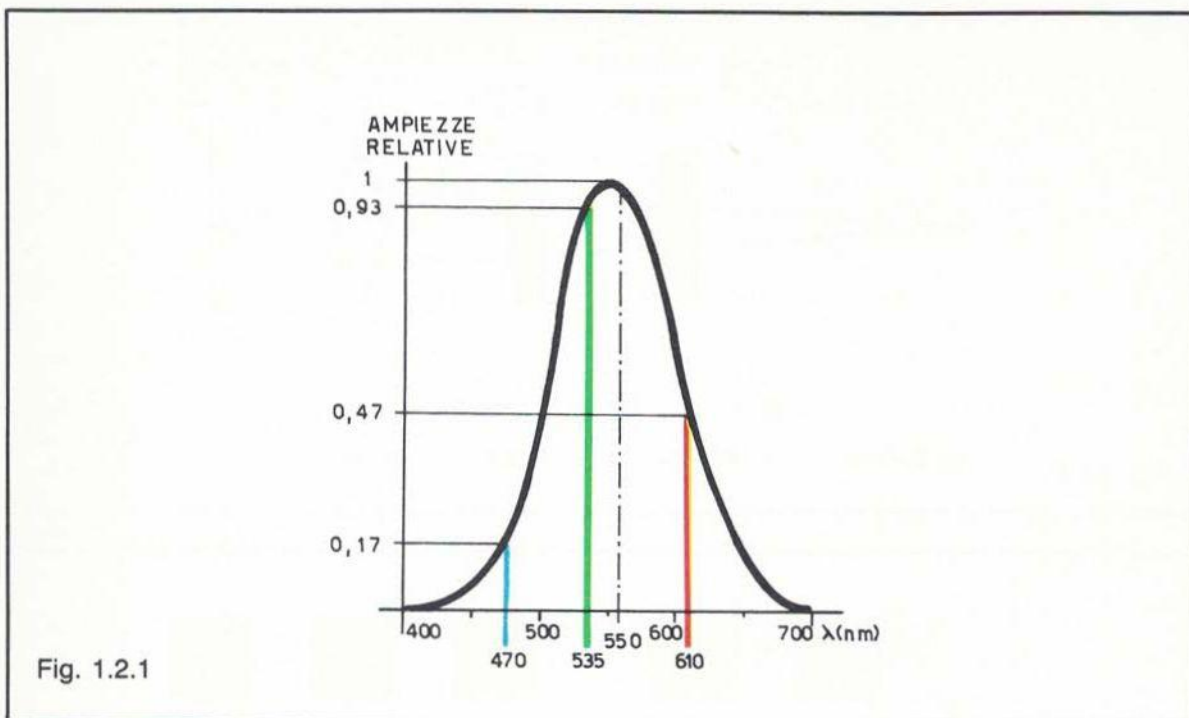


Fig. 1.2.1

La figura 1.2.1 riporta le lunghezze d'onda dei tre primari fissati dalla CIE (Commission Internationale de l'Eclairage), riferiti alla curva di sensibilità dell'occhio, ossia:

*rosso:*  $\lambda = 610 \text{ nm}$

*verde:*  $\lambda = 535 \text{ nm}$

*blu:*  $\lambda = 470 \text{ nm}$

Considerazioni di carattere tecnologico condizionano comunque la scelta dei primari, in particolare del rosso. Infatti i materiali luminescenti (terre rare) risultano poco sensibili su tali lunghezze d'onda, costringendo pertanto a scegliere una radiazione più interna allo spettro.

Scelta la terna primaria  $R, V, B$ , grazie alle considerazioni svolte sappiamo che tutte le radiazioni possono essere riprodotte mediante miscelazione di questi tre colori fondamentali, secondo appropriate quantità.

Le unità usate nella colorimetria per i **primari** sono quelle quantità che, miscelate tra loro, producono una data radiazione di riferimento scelta per convenzione e che, nel caso della TVC, è rappresentata dall'illuminante  $D$ .

Questa radiazione è neutra e rappresenta un bianco di  $6500^\circ K$ , valore scelto come riferimento del sistema colorimetrico dalla C.I.E.

Ciò significa che una unità di rosso, una di verde, ed una di blu (aventi le  $\lambda$  definite precedentemente) producono, mediante miscelazione, l'illuminante  $D$ .

Due unità degli stessi colori primari producono, ancora per miscelazione, l'illuminante  $D$  con luminanza doppia ma temperatura di colore costante.

Se le tre radiazioni primarie miscelate stanno tra loro nel rapporto  $1:1:1$  in unità colorimetriche, le loro luminanze risulteranno assai diverse.

Infatti considerando la curva caratteristica dell'occhio di fig. 1.2.1, dove sono riportate appunto le tre lunghezze d'onda pertinenti ai tre primari scelti, a parità di energia luminosa (unità colorimetriche 1:1:1), le luminanze rispettive di ogni primario risulteranno:

$$\begin{aligned}
 L_{wD} &= 0,47 + 0,93 + 0,17 = 1,57 \\
 L_R &= \frac{0,47}{1,57} = 0,3 \\
 L_V &= \frac{0,93}{1,57} = 0,59 \\
 L_B &= \frac{0,17}{1,57} = 0,11
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Ciò significa che le unità cromatiche  $R$ ,  $V$ ,  $B$  non concorrono alla miscelazione con luminanze eguali, ma secondo i coefficienti visti e determinati dalla curva caratteristica dell'occhio.

In altri termini, se in unità colorimetriche una radiazione è data dalla combinazione:

$$\bar{C} = R(\bar{R}) + V(\bar{V}) + B(\bar{B}) \tag{2}$$

la sua luminanza, per i primari da noi scelti, risulterà:

$$L_C = 0,3 R + 0,59 V + 0,11 B$$

Considerando il bianco come definito da 1 unità di  $R$ , 1 di  $V$  ed 1 di  $B$ , la sua luminanza risulterà:

$$L_w = 0,3 \cdot 1 + 0,59 \cdot 1 + 0,11 \cdot 1 = 1$$

Infatti con la simbologia ( $R$ ) intendiamo l'unità primaria e con  $R$  senza parentesi il numero di unità del medesimo primario che, nel caso specifico, è il rosso  $R$ .

Supponiamo di disporre di uno schermo bianco illuminato da un proiettore che emetta fasci di luce colorata secondo i colori primari scelti.

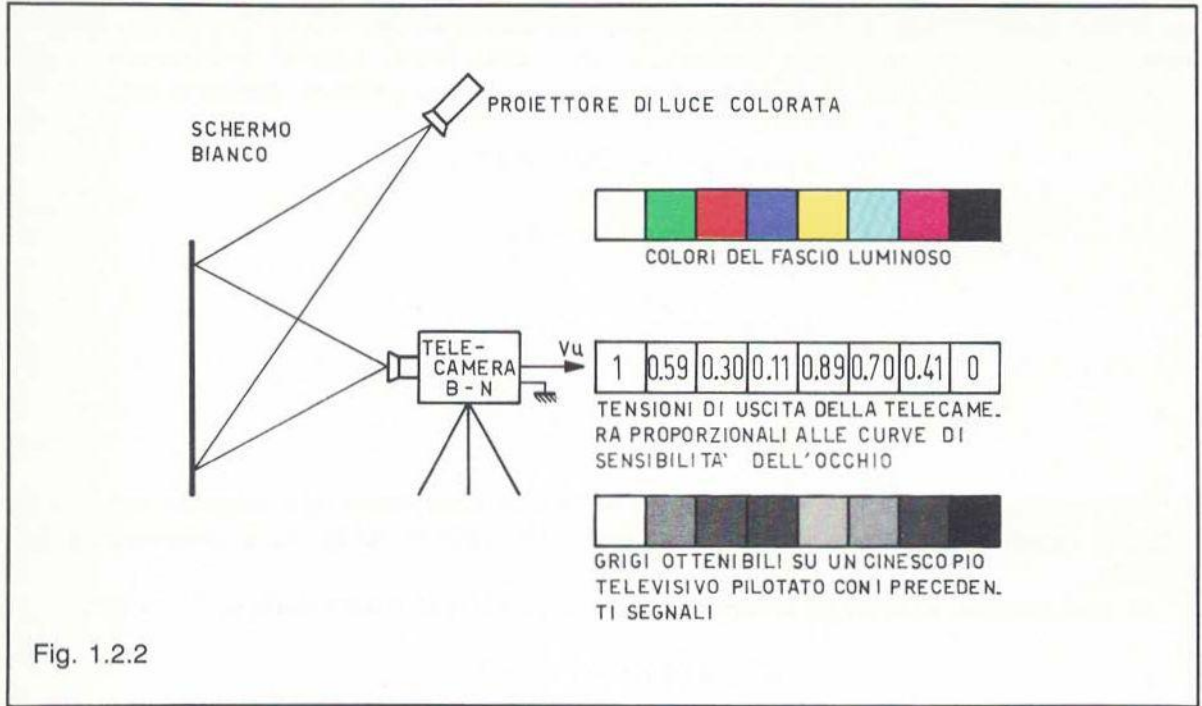
Se inquadrassimo tale schermo con una telecamera in bianco e nero, il cui convertitore ottico-elettrico abbia una curva di risposta eguale a quella di fig. 1.2.1, otterremmo un segnale elettrico formato da diversi potenziali, a seconda del colore inquadrato, come illustrato in fig. 1.2.2.

Supponendo unitario il valore dovuto al bianco, quello del verde sarà 0,59, quello del rosso 0,30 e quello del blu 0,11.

Il segnale di luminanza, che esprime l'intensità dello stimolo percepito dall'occhio, nel caso in cui si osservi un'immagine con i tre primari RVB fissati precedentemente, riceve, a parità di energia luminosa, un contributo del 30% da parte della componente rossa, un 59% della verde e l'11% del blu.

La somma dei tre coefficienti, arrotondati per eccesso, dà ovviamente 1, per cui la contemporanea presenza dei primari dà luogo, come già rilevato, al bianco.





### 1.3 Teoria tricromica

Lo strumento che consente di provare sperimentalmente l'uguaglianza tra un determinato colore e la miscelazione tra primari è il colorimetro, riportato in figura 1.3.1. Uno schermo viene illuminato per una metà dalla radiazione in esame, e per l'altra metà dalle radiazioni primarie.

Il flusso luminoso di queste ultime può essere regolato in modo da poter ottenere l'uguaglianza perfetta con la radiazione campione in esame. Allorché sussiste tale uguaglianza visiva, la delimitazione tra le due zone dello schermo cessa e l'occhio viene stimolato da un'unica sensazione, con lo schermo illuminato in modo uniforme. La determinazione quantitativa delle radiazioni primarie, occorrenti ad eguagliare la radiazione da misurare, viene ottenuta fissando l'unità di grandezza come accennato nel precedente paragrafo. Il bianco di riferimento illumina una parte dello schermo, mentre la superficie restante di quest'ultimo viene illuminata dalle luci primarie opportunamente regolate mediante il reostato, con diaframmi aperti, ossia = 1, onde eguagliare le sensazioni. Le radiazioni primarie così determinate stabiliscono quelle unità di misura, per cui ogni altra valutazione di radiazione viene a questa riferita regolando i soli diaframmi senza più agire sui reostati.

In altri termini, resta determinato il **numero di unità**, senza stabilirne il valore assoluto.

A titolo di esempio diciamo che per una certa radiazione spettrale  $C$ , ottenuta l'uguaglianza al colorimetro, vale la relazione:

$$C = R(R) + V(V) + B(B)$$

dove:  $R$ ,  $V$ ,  $B$  sono, come visto, i valori di luminanza letti sui diaframmi di ogni proiettore del colorimetro per ottenere  $C$  e  $(R)$ ,  $(V)$ ,  $(B)$ , unità cromatiche.

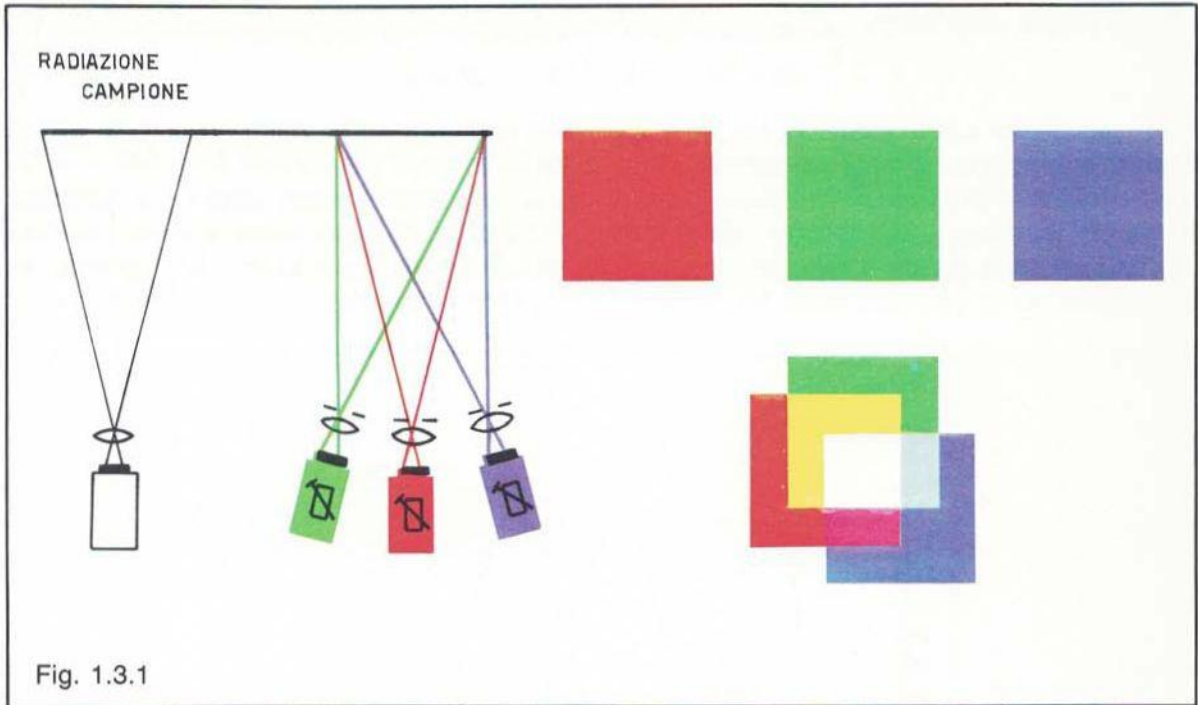


Fig. 1.3.1

L'espressione:  $C = 3(R) + 5(V) + 2(B)$  significa che per l'equilibrio al colorimetro occorrono 3 unità di rosso; 5 di verde; 2 di blu.

I coefficienti  $R$ ,  $V$ ,  $B$  sono definiti componenti tricromatiche del colore, per cui esso risulta misurato in tali unità.

Per il bianco di riferimento si ottiene:

$$\text{Bianco} = 1(R) + 1(V) + 1(B)$$

Proiettiamo ora sulla parte sinistra dello schermo del colorimetro due radiazioni  $A_1$  e  $A_2$  contemporaneamente. Dopo aver raggiunto la consueta eguaglianza agendo sui primari (parte destra dello schermo), si otterrà:

$$A_1 + A_2 = (R_1 + R_2) R + (V_1 + V_2) V + (B_1 + B_2) B$$

dove  $R_1$ ,  $V_1$ ,  $B_1$  sono i valori caratterizzanti la radiazione  $A_1$  e  $R_2$ ,  $V_2$ ,  $B_2$  quelli di  $A_2$ , ottenuti equilibrando separatamente le radiazioni stesse.

La somma di due radiazioni quindi è ottenuta addizionando separatamente i singoli valori cromatici di ogni radiazione. Poiché, eguagliando al colorimetro la radiazione  $A_1$ , si è ottenuto:

$$R_1 = 4 \quad V_1 = 11 \quad B_1 = 5$$

e per  $A_2$ :

$$R_2 = 32 \quad V_2 = 4 \quad B_2 = 4$$

si ricavano le equazioni:

$$A_1 = 4(R) + 11(V) + 5(B)$$

$$A_2 = 32(R) + 4(V) + 4(B)$$

Se i colori vengono inviati al colorimetro contemporaneamente, lo strumento indicherà:

$$R = 36 \quad V = 15 \quad B = 9$$

Poiché le radiazioni primarie, da noi scelte, sono reali in quanto rappresentano, in ultima analisi, le lunghezze d'onda dei materiali luminescenti adottati nel sistema di sintesi, i valori cromatici possono essere determinati direttamente al colorimetro e non solo, come abbiamo fatto, per il bianco di riferimento, ma per tutte le radiazioni spettrali aventi energia irradiata costante; di tutte queste si calcolano i valori in unità di radiazioni primarie che, riportate su un diagramma in funzione della lunghezza d'onda, danno luogo alle curve di mescolazione.

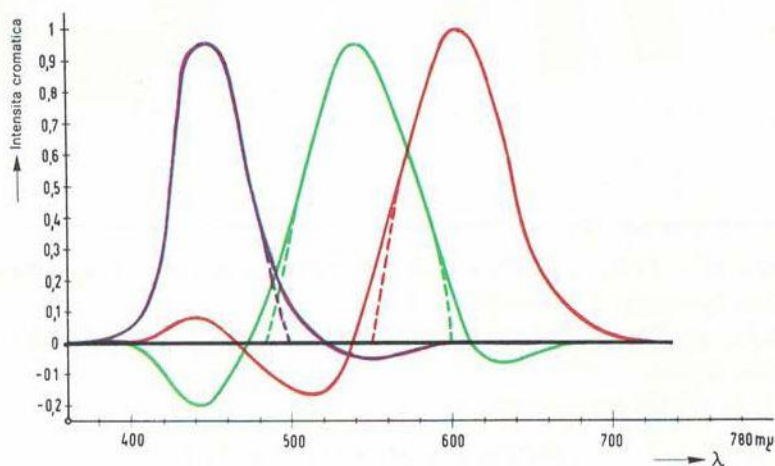


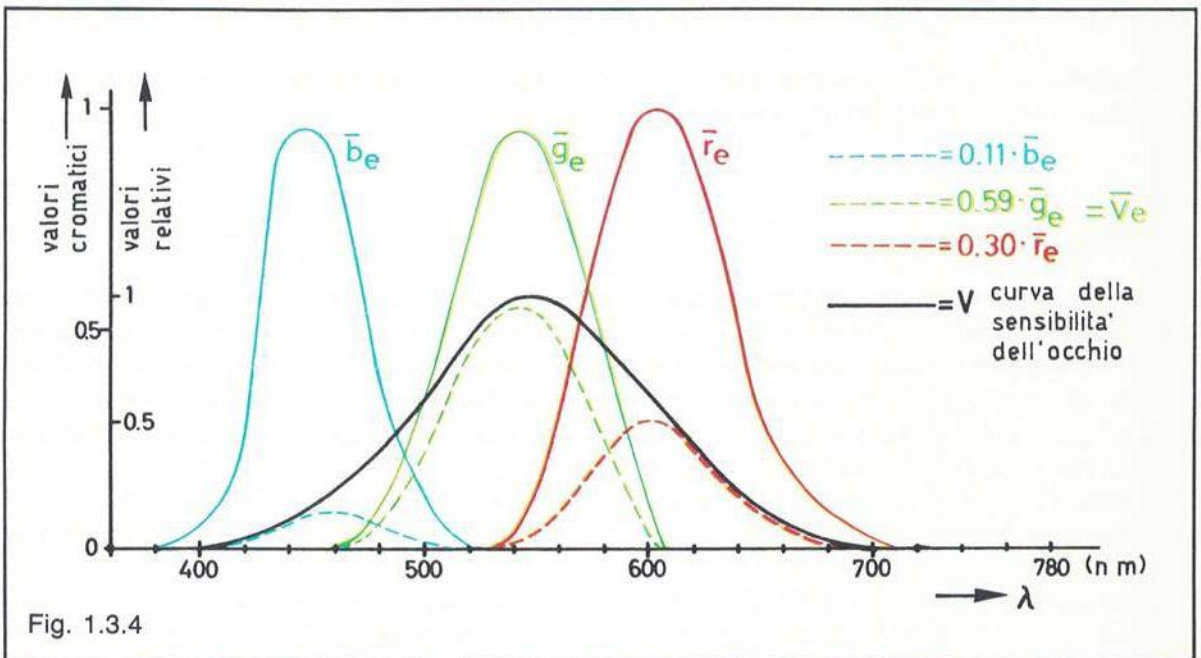
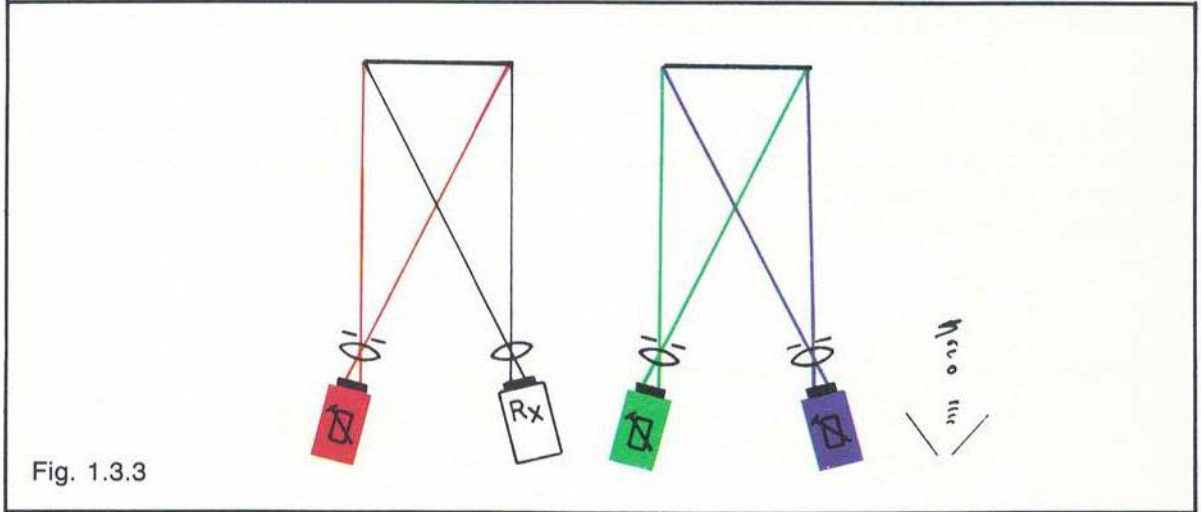
Fig. 1.3.2

Queste sono riportate in fig. 1.3.2; esse indicano quante unità di radiazione primaria  $\bar{R}$ ,  $\bar{V}$ ,  $\bar{B}$  sono necessarie per la formazione dei relativi colori spettrali. Da queste si nota come, per certe lunghezze d'onda, l'apporto energetico di uno o due primari risulti negativo, cosa questa che non ha, da un punto di vista fisico, alcun significato. Per tali radiazioni (p.es.  $500 \text{ nm}$ ) al colorimetro non si ottiene l'eguaglianza se non spostando un primario accanto alla radiazione proposta (fig. 1.3.3), il che equivale a dire che alla combinazione additiva delle tre componenti si è sottratta energia.

Il sistema colorimetrico proposto prevede pertanto questo limite: non tutte le radiazioni *costruite* per miscelazione additiva con quella terna primaria possono dar luogo alle massime saturazioni teoriche prevedibili.

Le curve di mescolazione reali si modificheranno pertanto secondo le linee tratteggiate (fig. 1.3.2) in modo da compensare, almeno energeticamente, i lobi negativi delle curve teoriche, a tratto pieno. Queste curve reali di mescolazione determinano, come vedremo, le sensibilità spettrali dei tre tubi di ripresa che compongono ora la telecamera a colori: indicano cioè quali

tensioni verranno fornite da questa ipotetica telecamera per ogni radiazione. Con riferimento alla fig. 1.3.4, se le curve di mescolazione (nel caso specifico si è eguagliato come riferimento un bianco  $E$ ) vengono moltiplicate per i rispettivi contributi di luminanza, si ottengono le curve tratteggiate, la cui somma eguaglia la curva di sensibilità dell'occhio. Si può dire che questa corrisponde alla risposta spettrale di una telecamera in bianco nero.



Vedremo nei paragrafi seguenti che, moltiplicando le tre tensioni di uscita di una telecamera a colori (tre tubi, uno per ogni primario) per i rispettivi coefficienti di luminosità e sommandole, si ottiene proprio quel segnale elettrico di luminanza generato da una telecamera monocroma.

#### 1.4 DIAGRAMMI CROMATICI

I coefficienti  $R$ ,  $V$ ,  $B$  della [2] vengono definiti come **coefficienti di tristimolo**, i quali determinano completamente la radiazione nei suoi parametri: tinta, saturazione, luminanza.

Indicando con:

$$T = R + V + B \quad [3]$$

la loro somma,  $T$  rappresenta il numero di unità tricromatiche di cui è composta la radiazione  $C$ : l'unità tristimulica di  $C$  è perciò definita da:

$$T(C) = R(R) + V(V) + B(B)$$

Moltiplicando per uno stesso fattore  $K$  i tre coefficienti  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , si ottiene un nuovo colore  $KC$  in cui la sola luminanza è variata di  $K$  volte, mentre rimangono costanti i mutui rapporti dei componenti di  $C$ .

L'unità tricromatica ( $C$ ) è rappresentata da:

$$(C) = \frac{R}{T} (R) + \frac{V}{T} (V) + \frac{B}{T} (B) \quad [4]$$

ed ha come componenti le coordinate di cromaticità  $r$ ,  $v$ ,  $b$ :

$$r = \frac{R}{T} = \frac{R}{R+V+B}; \quad v = \frac{V}{T} = \frac{V}{R+V+B}; \quad b = \frac{B}{T} = \frac{B}{R+V+B}$$

la cui somma è

$$r + v + b = 1 \quad [5]$$

Pertanto sono sufficienti due coordinate cromatiche per determinare la cromaticità di  $C$ , in quanto la terza è sempre ricavabile dalla [5].

#### 1.4 Diagrammi cromatici

Stabilita la precedente corrispondenza tra un determinato colore e le tre quantità  $R$ ,  $V$ ,  $B$  che concorrono alla sua formazione, risulta possibile rappresentare il colore come un vettore le cui 3 componenti, lungo un sistema di assi, sono espresse appunto dai numeri  $R$ ,  $V$ ,  $B$  che ne determinano la posizione e quindi, indirettamente, esprimono anche la sua lunghezza.

La figura 1.4.1 riporta una siffatta rappresentazione grafica dell'esempio numerico presentato nel paragrafo precedente.

I valori unitari riportati sui tre assi danno luogo ad un cubo, la cui diagonale unisce il punto che rappresenta il nero con il bianco  $W$ , che ha valore  $R = V = B = 1$  (particolare di fig. 1.4.1).

Variando la luminosità della radiazione considerata, tutti i valori delle radiazioni componenti variano in egual ragione, per cui il vettore che rappresenta il colore somma varia in modulo ma la sua direzione risulta costante. Possiamo pertanto affermare che la lunghezza del vettore cromatico esprime la luminosità, mentre la direzione esprime la tinta.

Possiamo dire inoltre che un vettore nello spazio rappresenta completamente un colore, la cui quantità è data da  $R$  unità del primario ( $R$ ), da  $V$  del primario ( $V$ ) e da  $B$  del primario ( $B$ ).

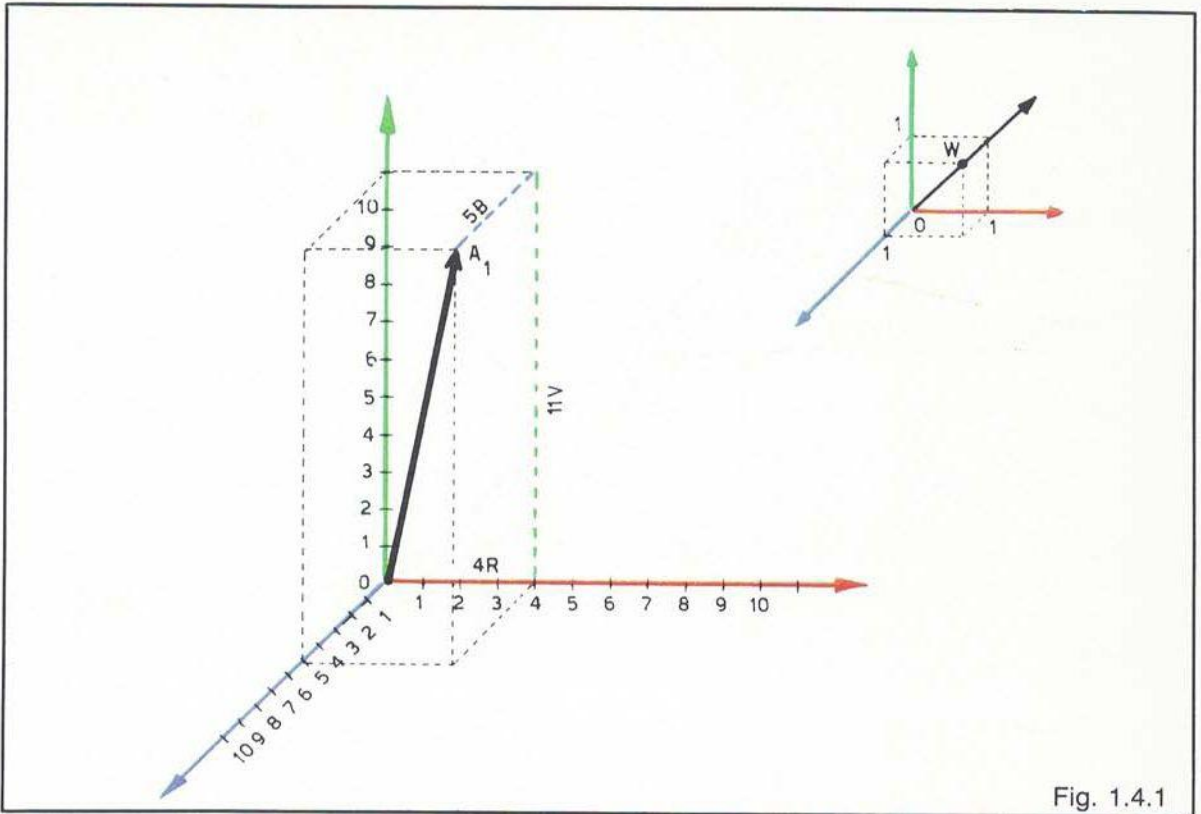


Fig. 1.4.1

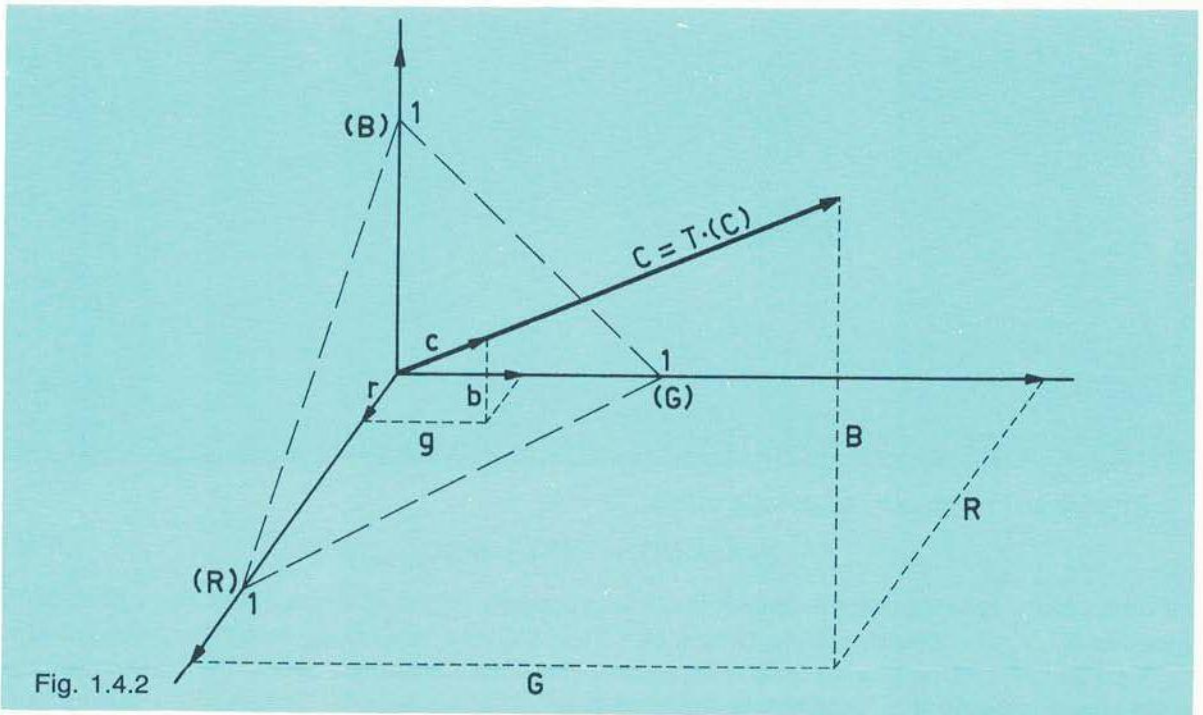
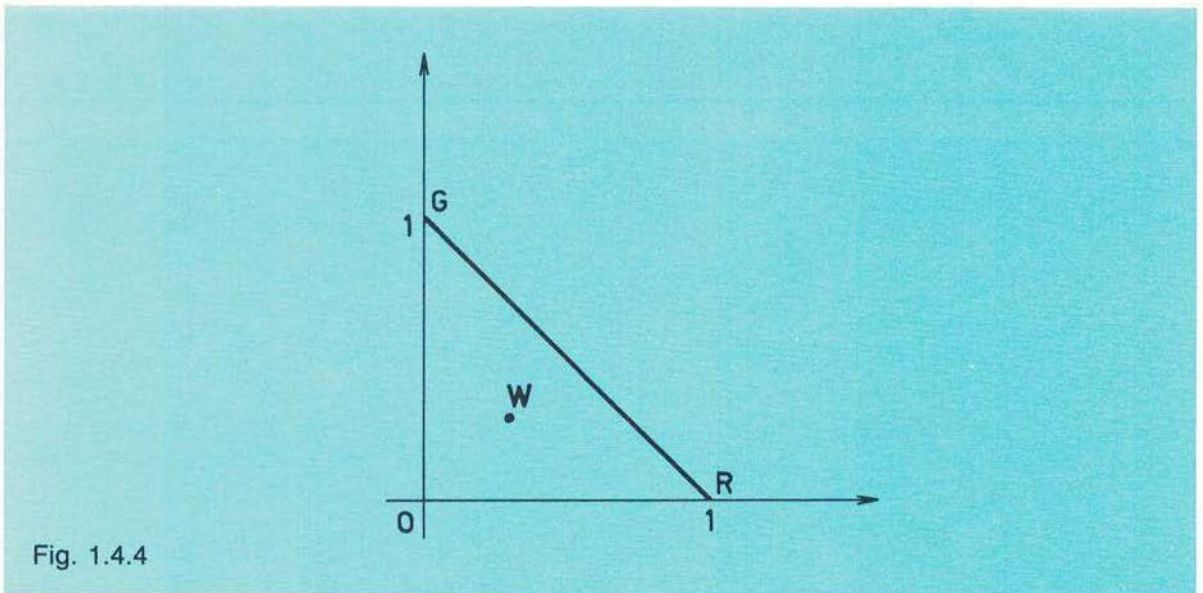
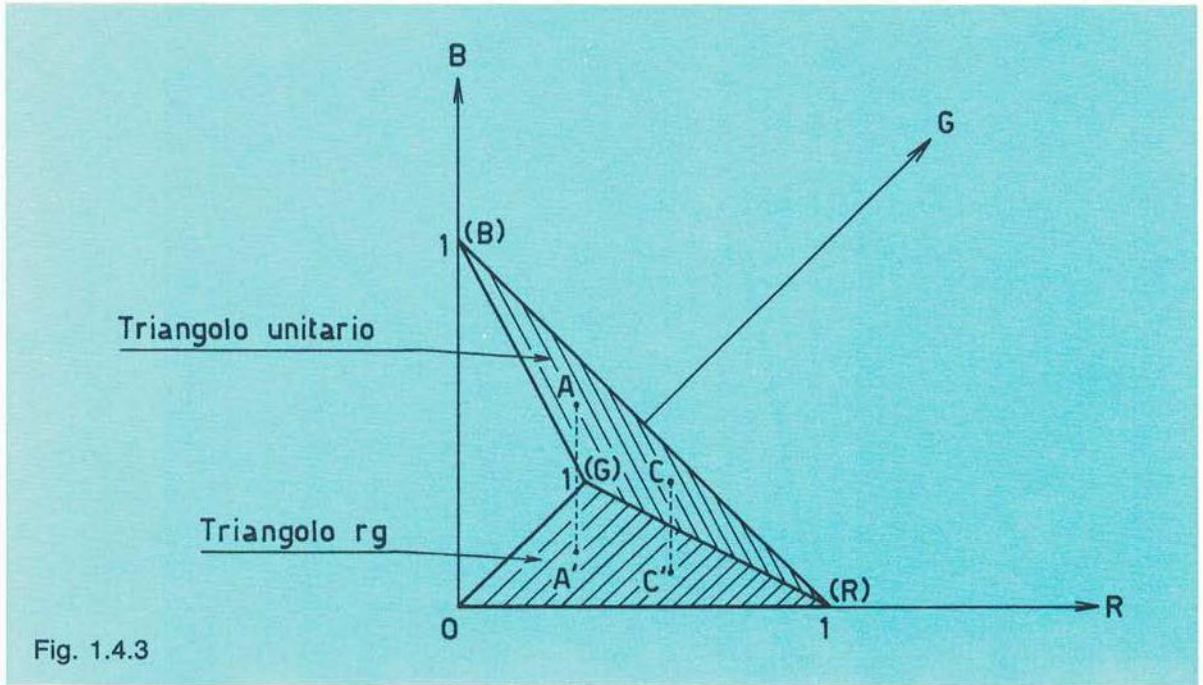


Fig. 1.4.2



Riferendosi all'equazione colorimetrica

$$C = R(R) + V(V) + B(B) \quad [6]$$

ad ogni colore corrisponde un vettore le cui componenti sui tre assi rappresentano i primari di modulo  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , componenti di  $C$  con  $(R)$ ,  $(V)$ ,  $(B)$  che esprimono le unità di luminanza.

La fig. 1.4.2 riporta, oltre alle componenti che determinano  $C$ , anche l'unità tristimulica della stessa radiazione  $C$  espressa in componenti.

La rappresentazione spaziale dei colori risulta graficamente complessa, essendo tridimensionale.

Dalla [5] notiamo però che, per la individuazione della sola cromaticità di un colore, sono sufficienti due parametri, con relativa rappresentazione planare come riportato in fig. 1.4.3. I punti  $I$  sugli assi  $r$  e  $v$  e l'origine degli assi stessi rispondono a cromaticità delle unità primarie con coordinate:

$$r = v = 0 \quad b = 1$$

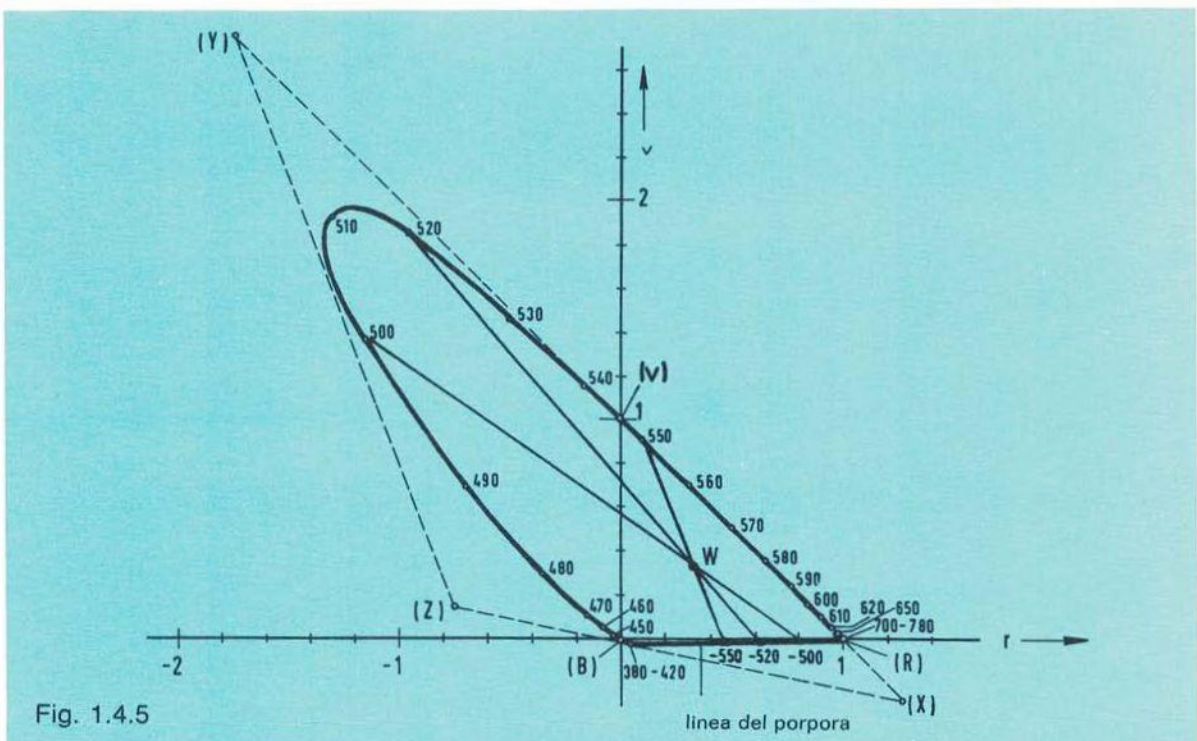
$$v = b = 0 \quad r = 1$$

$$r = b = 0 \quad v = 1$$

Poiché, come visto, non tutte le cromaticità possono però essere ottenute mediante il bilanciamento al colorimetro, ma un certo numero viene ottenuto sommando un primario alla tinta in esame, tale rappresentazione è senz'altro riduttiva, come evidenzia la figura 1.4.4.

Il luogo spettrale che tiene conto di questo fatto, ossia di tutte le radiazioni a piena saturazione teorica, è riportato in figura 1.4.5 e contiene ovviamente anche la superficie di fig. 1.4.3; in effetti essa è una curva aperta; la linea che ne determina la chiusura e che unisce  $B$  con  $R$  è definita **linea dei porpora**, e su di essa vi sono colori ottenuti mediante mescolazione dei primari blu e rosso, ma non appartenenti allo spettro luminoso. Infatti le loro lunghezze d'onda sono precedute dal segno (-), cioè sono riferite alla radiazione complementare che, ricordiamo, è la radiazione che, sommata a quella data, dà luogo al bianco di riferimento.

Tutti i punti interni alla superficie delimitata dalla curva a ferro di cavallo e dalla linea dei porpora rappresentano le cromaticità dei colori fisici che sensibilizzano il nostro occhio.



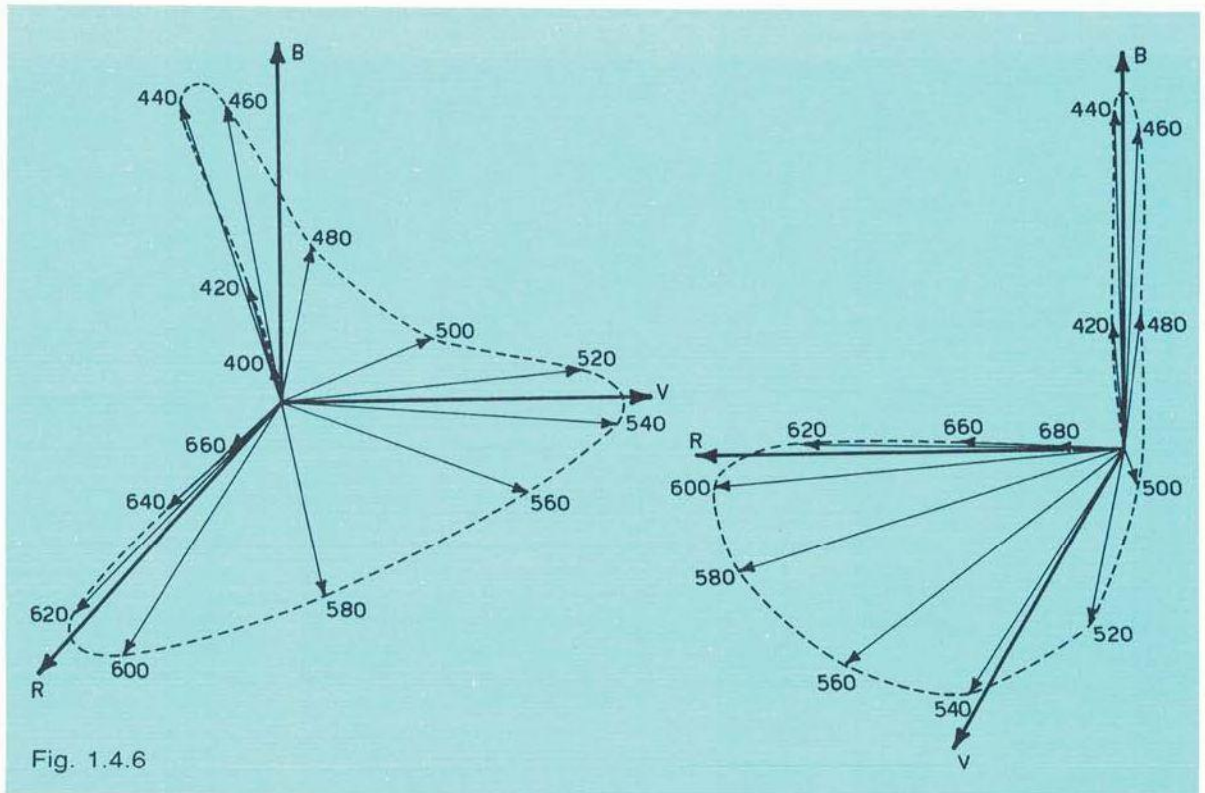


Osservando sempre il diagramma di figura 1.4.5, si nota come alcuni colori giacciono all'esterno del triangolo che ha per vertici  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , ossia essi hanno almeno una componente negativa, come verificato al colorimetro.

Per evitare l'inconveniente delle coordinate negative, si dovrebbe poter disporre delle radiazioni contenute nella superficie  $XYZ$  del diagramma di cromaticità proposto con linee tratteggiate in fig. 1.4.5, ma i materiali luminescenti dei cinescopi pongono il preciso limite più volte ricordato. Risulta quindi ovvio come ciò si possa ottenere scegliendo tre primari al di fuori della curva che rappresenta i colori spettrali  $R$ ,  $V$ ,  $B$  e che pertanto, proprio perché al di fuori della superficie cromatiche considerata, verranno definiti **primari fittizi**  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  che, ribadiamo, non sono realizzabili fisicamente sotto forma di materiali luminescenti adottabili nell'elemento di sintesi.

Inoltre i primari  $X$ ,  $Z$  sono stati scelti a luminanza nulla.

Il concetto di colore a luminanza nulla, pur con cromaticità diversa da zero, è stato introdotto nei nuovi primari  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  per la semplificazione che comporta nelle applicazioni e nei calcoli colorimetrici. Comunque un colore a luminanza nulla può essere considerato se pensiamo che, nella generalizzazione da noi fatta poc'anzi, abbiamo una radiazione composta da quantità sia positive che negative di primari. La proprietà di avere il componente di luminanza nullo appartiene a quei colori fittizi da noi scelti. Abbiamo visto che la luminanza di un colore è la somma delle luminanze primarie che lo compongono e questo vale per qualsiasi terna primaria da noi fissata. Se ora fissiamo la terna  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  in cui due colori sono, come abbiamo detto, a luminanza zero, la luminanza totale della radiazione risulterà espressa da quella del terzo primario.



I colori fittizi a luminanza nulla sono stati definiti con  $X$  e  $Z$ , per cui la retta che li unisce rappresenta quindi cromaticità a luminanza nulla.

Le nuove unità primarie  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  sono state scelte imponendo quindi alcune condizioni; la più significativa è quella a cui accennato, ossia la retta  $XZ$  è il luogo dei colori a luminanza nulla.

La retta  $YZ$  è scelta in modo da essere tangente al luogo spettrale (curva a ferro di cavallo) e la cui posizione precisa è stata fissata in sede internazionale, mentre  $YX$  è conveniente che si sovrapponga al luogo spettrale nel tratto dei rossi arancio.

In tal modo, per questi colori che sono assai ricorrenti e per i quali l'occhio presenta la massima sensibilità cromatica, la saturazione reale e quella teorica coincidono. Infine il triangolo  $XYZ$  deve contenere nel suo interno tutti i colori spettrali, in modo che nessuno di essi presenti quantità primarie negative, come è visibile in fig. 1.4.5. Un impiego facilitato del diagramma cromatico si ottiene portando il triangolo  $XYZ$  su assi cartesiani, risultato al quale si perviene procedendo come si trattasse ancora con i primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$ . I vettori rappresentanti le singole radiazioni, comprese quelle a componenti negative, nel sistema  $R$ ,  $V$ ,  $B$  incontrano il piano unitario originando una curva che delimita una conica dove la direzione dei vari vettori è in relazione alla tinta delle radiazioni (fig. 1.4.6). Tagliando con un piano (a luminanza costante) tale conica, si ottiene una rappresentazione planare che ovviamente tiene conto esclusivamente della cromaticità.

Se si tracciano le curve di miscelazione con i nuovi primari che bilanciano ora il bianco  $E$ , anziché quelle con i precedenti primari C.I.E. (fig. 1.4.7), ogni colore, anche in tal caso, può essere identificato dall'espressione:

$$C = mX + nY + pZ \quad [7]$$

analoga alla [6] dove la terna  $R$ ,  $V$ ,  $B$  è stata sostituita da  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ .

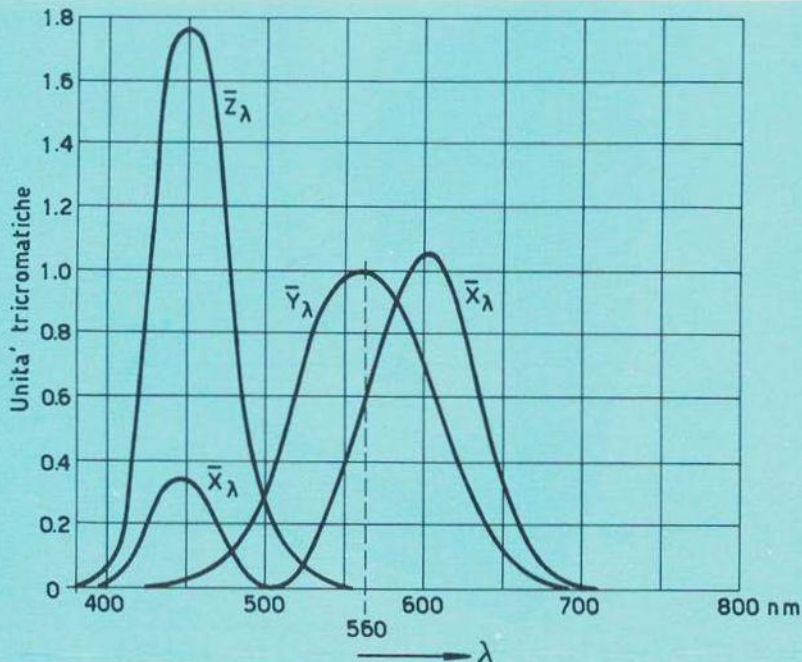


Fig. 1.4.7

#### 1.4 DIAGRAMMI CROMATICI

Ogni colore verrà ancora portato nel piano unitario moltiplicando i coefficienti per una quantità costante  $K$ :

$$Km + Kn + Kp = 1$$

da cui si ricava:

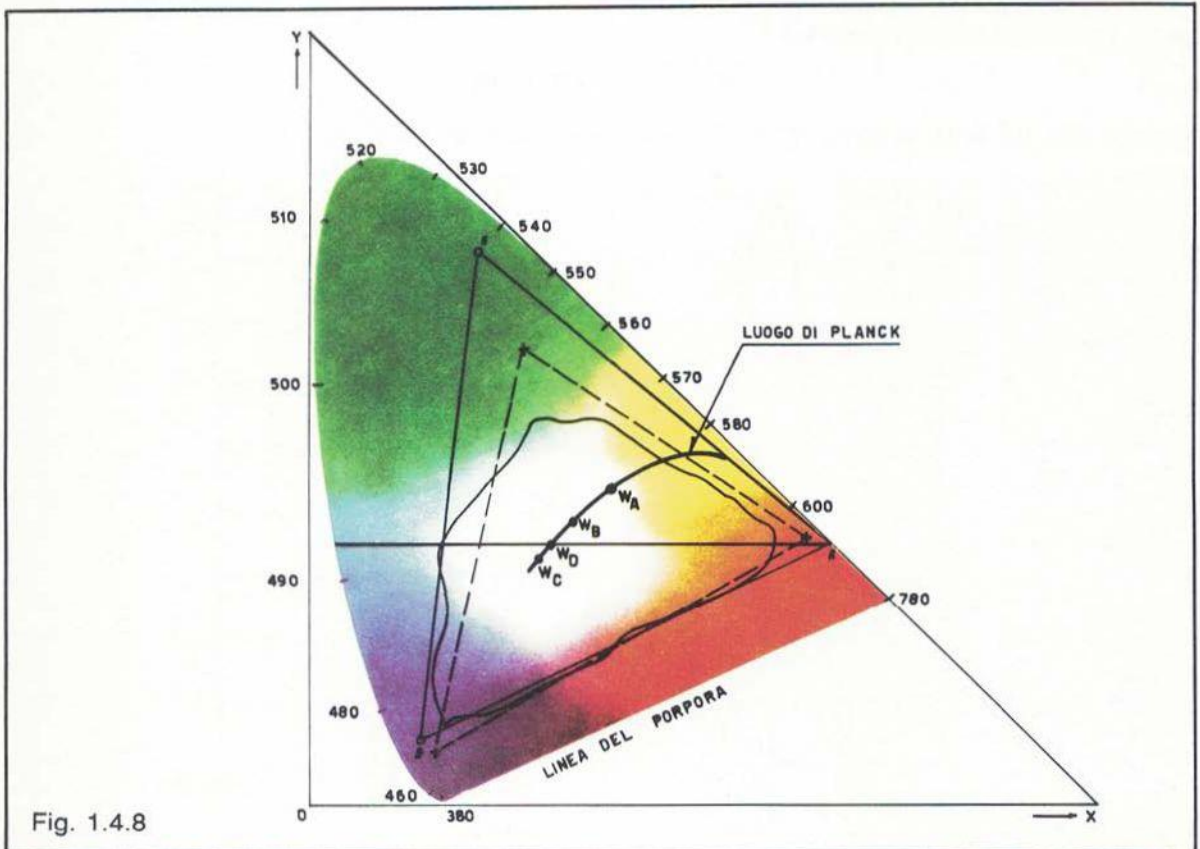
$$K = \frac{1}{m+n+p}$$

e quindi:

$$x = \frac{m}{m+n+p} \quad y = \frac{n}{m+n+p} \quad z = \frac{p}{m+n+p} \quad [8]$$

Tali coefficienti, analogamente a quanto avvenuto per la [6], rappresentano le unità tristimuliche di  $X, Y, Z$  trasposte sulle nuove curve di miscelazione. Riportando su un diagramma tali valori in funzione delle lunghezze d'onda, le [8] ci forniscono le coordinate per la costruzione del diagramma stesso.

La fig. 1.4.8 riporta il definitivo diagramma colorimetrico che esprime tutte le possibili radiazioni ottenibili con i nuovi primari.



Evidentemente nel suo interno giacerà il luogo dei punti rappresentanti cromaticità ottenibili con il sistema di primari  $R, V, B$  adottato nella TVC; tale superficie risulterà minore in quanto non tutte le saturazioni potranno essere riproposte nella realtà.

Per esempio, dalle curve di miscelazione  $X, Y, Z$  di fig. 1.4.7, per la lunghezza d'onda di  $560 \text{ nm}$ , otteniamo:

$$\bar{x} = 0,6 \quad \bar{y} = 1 \quad \bar{z} = 0$$

Applicando la [8], le coordinate risulteranno:

$$x = \frac{0,6}{0,6+1} \approx 0,37$$

$$y = \frac{1}{0,6+1} \approx 0,62$$

Sul diagramma di fig. 1.4.9 tali coordinate determinano il punto della curva che delimita il diagramma a  $560 \text{ nm}$ .

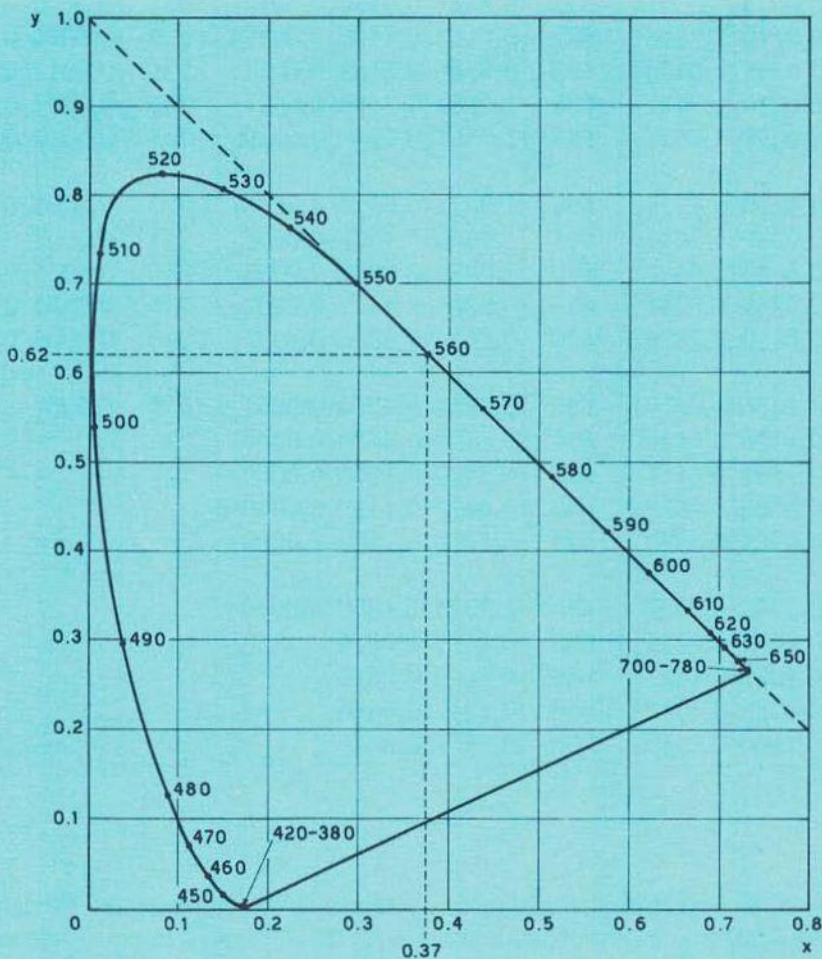


Fig. 1.4.9

1.4 DIAGRAMMI CROMATICI

La tabella 1.1 propone le coordinate cromatiche in funzione di  $\lambda$ , calcolate come nell'esempio proposto.

$\lambda$	$\bar{x}$	$\bar{y}$	$\bar{z}$	$\lambda$	$\bar{x}$	$\bar{y}$	$\bar{z}$	$\lambda$	$\bar{x}$	$\bar{y}$	$\bar{z}$
380	0,0014	0,0000	0,0065	525	0,1096	0,7932	0,0573	675	0,0636	0,0232	
385	0,0022	0,0001	0,0105	530	0,1655	0,8620	0,0422	680	0,0468	0,0170	
390	0,0042	0,0001	0,0201	535	0,2257	0,9149	0,0298	685	0,0329	0,0119	
395	0,0076	0,0002	0,0362	540	0,2904	0,9540	0,0203	690	0,0227	0,0082	
400	0,0143	0,0004	0,0679	545	0,3597	0,9802	0,0134	695	0,0158	0,0057	
405	0,0232	0,0006	0,1102	550	0,4334	0,9950	0,0087	700	0,0114	0,0041	
410	0,0435	0,0012	0,2074	555	0,5121	1,0002	0,0057	705	0,0081	0,0029	
415	0,0776	0,0022	0,3713	560	0,5945	0,9950	0,0039	710	0,0058	0,0021	
420	0,1344	0,0040	0,6456	565	0,6784	0,9786	0,0027	715	0,0041	0,0015	
425	0,2148	0,0073	1,0391	570	0,7621	0,9520	0,0021	720	0,0029	0,0010	
430	0,2839	0,0116	1,3856	575	0,8425	0,9154	0,0018	725	0,0020	0,0007	
435	0,3285	0,0168	1,6230	580	0,9163	0,8700	0,0017	730	0,0014	0,0005	
440	0,3483	0,0230	1,7471	585	0,9786	0,8163	0,0014	735	0,0010	0,0004	
445	0,3481	0,0298	1,7826	590	1,0263	0,7570	0,0011	740	0,0007	0,0003	
450	0,3362	0,0380	1,7721	595	1,0567	0,6949	0,0010	745	0,0005	0,0002	
455	0,3187	0,0480	1,7441	600	1,0622	0,6310	0,0008	750	0,0003	0,0001	
460	0,2908	0,0600	1,6692	605	1,0456	0,5668	0,0006	755	0,0002	0,0001	
465	0,2511	0,0739	1,5281	610	1,0026	0,5030	0,0003	760	0,0002	0,0001	
470	0,1954	0,0910	1,2876	615	0,9384	0,4412	0,0002	765	0,0001	0,0000	
475	0,1421	0,1126	1,0419	620	0,8544	0,3810	0,0002	770	0,0001	0,0000	
480	0,0956	0,1390	0,8130	625	0,7514	0,3210	0,0001	775	0,0000	0,0000	0,0000
485	0,0580	0,1693	0,6162	630	0,6424	0,2650	0,0000				
490	0,0320	0,2080	0,4652	635	0,5419	0,2170	0,0000				
495	0,0147	0,2586	0,3533	640	0,4479	0,1750	0,0000				
500	0,0049	0,3230	0,2720	645	0,3608	0,1382	0,0000				
505	0,0024	0,4073	0,2123	650	0,2835	0,1070	0,0000				
510	0,0093	0,5030	0,1582	655	0,2187	0,0816					
515	0,0291	0,6082	0,1117	660	0,1649	0,0610					
520	0,0633	0,7100	0,0782	665	0,1212	0,0446					
				670	0,0874	0,0320					
								$\Sigma$	21,37	21,37	21,37

Tab. 1.1

A questo punto, si potrebbe ipotizzare di costruire la telecamera con filtri, complessi ma realizzabili, rispondenti alle curve di miscelazione  $X, Y, Z$  mentre la trasposizione in  $R, V, B$  potrebbe avvenire in ricezione, in quanto è noto il limite del cinescopio.

Se in futuro i materiali luminescenti di quest'ultimo dovessero consentire l'ampliamento della superficie colorimetrica, si potrebbe operare esclusivamente sui ricevitori, senza intervenire sulla colorimetria di trasmissione in quanto questa presenta già la massima disponibilità.

Tale soluzione, come chiaramente illustra la fig. 1.4.7, prevede curve di una certa complessità realizzativa ma comunque fattibile, in quanto non esistono più lunghezze d'onda che richiedano contributi energetici negativi.

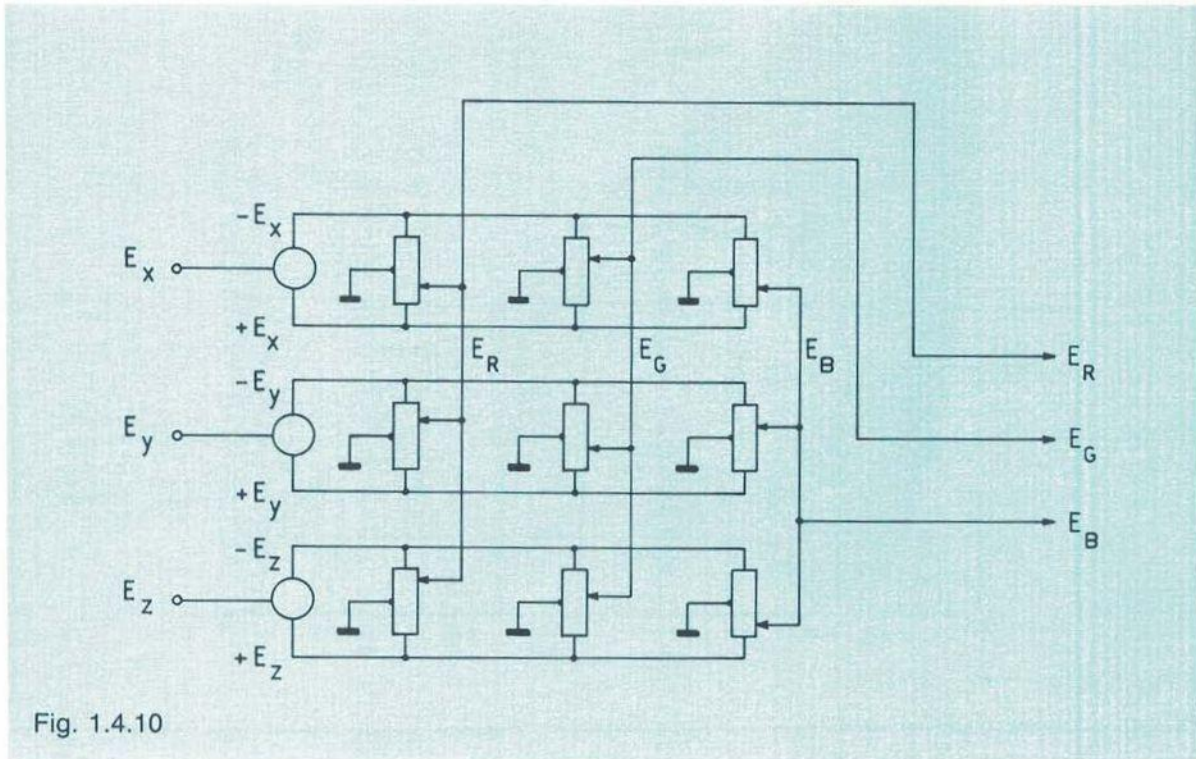


Fig. 1.4.10

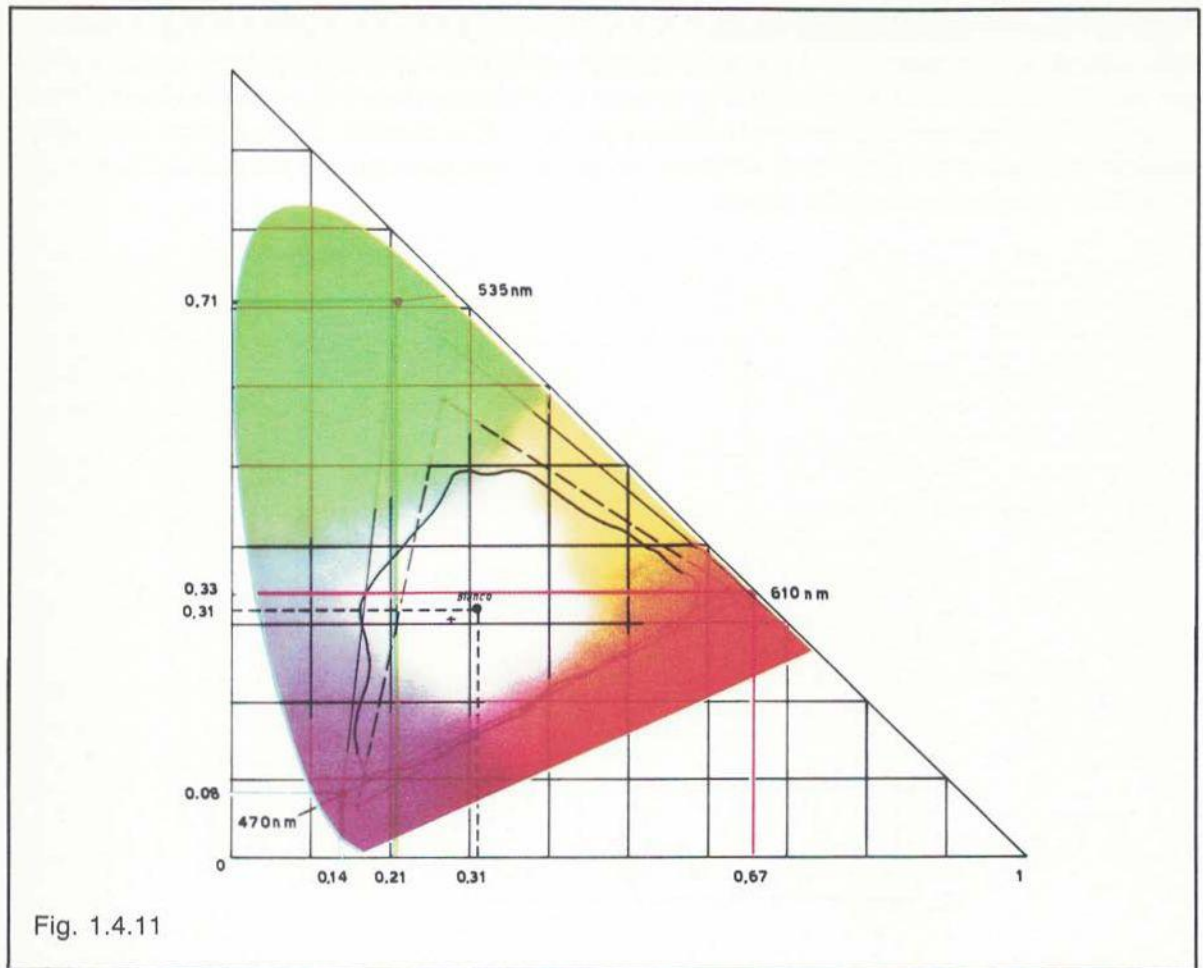
La trasposizione  $X, Y, Z$  potrebbe avvenire anche con matrice nella telecamera (fig. 1.4.10), in modo da non intervenire in futuro sui ricevitori, ma esclusivamente su questo combinatore lineare senza modifiche ai filtri che determinano le curve di miscelazione. La controindicazione sta nel fatto che i segnali  $E_x, E_y, E_z$  sono correlati in modo da dar luogo a  $E_R, E_G, E_B$  ma il rumore di fondo dei singoli canali si somma, non essendo correlato.

Questo significa un peggioramento del rapporto  $S/d$  oltre al fatto, già rilevato, della complessità dei filtri che comporta maggior disponibilità di energia luminosa.

Osservando la fig. 1.4.8, un colore che giace su una retta che unisce, ad esempio, il rosso con il punto che rappresenta il bianco di riferimento, sarà un colore della medesima lunghezza d'onda del rosso ( $780nm$ ) da cui trae origine, ma desaturato.

Per poter più facilmente individuare un colore nel triangolo, si utilizzeranno le coordinate cartesiane, suddividendo l'asse orizzontale  $x$  e l'asse verticale  $y$  in tante parti uguali, per cui il punto di intersezione delle perpendicolari ai punti scelti sugli assi indicherà inequivocabilmente un solo colore.

I colori primari scelti per la televisione a colori hanno, nel triangolo di cromaticità, le coordinate come rappresentate in figura 1.4.11 ed elencate nella tabella 1.2.



Colore	Asse X	Asse Y	Lungh. d'onda
Blu	0,14	0,08	470 nm
Rosso	0,67	0,33	610 nm
Verde	0,21	0,71	535 nm
Bianco	0,31	0,31	

Tab. 1.2

Con la televisione a colori è perciò possibile riprodurre tutti i colori racchiusi nel triangolo che si ottiene unendo tra loro i punti ricavati dalle precedenti coordinate. Dalla costruzione di tale triangolo si può notare come effettivamente non sia possibile riprodurre tutte le saturazioni teoriche, anche se ciò non crea grave pregiudizio, poiché in natura sono pressoché inesistenti colori così saturi.

D'altro canto il colore saturo eventualmente da riprodurre sarà trasformato in un colore di uguale tinta ma di minore saturazione. Le radiazioni contenute nell'area irregolare sono quelle riproducibili con inchiostri e tinture.

Si possono evidentemente ipotizzare altri triangoli interni alla curva spettrale a massima saturazione, come, per esempio, quello tratteggiato nelle varie figure che ripropongono la curva teorica. Ovviamente, con tale situazione le tinte riproducibili sarebbero le stesse ma, evidentemente, con saturazioni molto minori, in quanto il triangolo tratteggiato è interno a quello ipotizzato come realmente ottenibile con i primari TVC proposti.

La curva passante per il punto  $W$  è indicata con il nome di **luogo di Planck** (fig. 1.4.8), i cui punti rappresentano la cromaticità dei colori assunti dal corpo nero (radiatore assoluto) per ogni temperatura a cui viene portato: esso irradia energia seguendo, in funzione della frequenza, la legge riportata nel grafico mediante la citata curva. Parlando di temperatura di colore, si fa riferimento a questo luogo dove sono riportate le radiazioni rispondenti alla corrispondente temperatura del radiatore. Se, ad esempio, diciamo che un determinato bianco è definibile mediante la temperatura di colore di  $6500^{\circ}K$  (gradi Kelvin), significa che quel bianco (definito  $D$ ) è l'aspetto assunto dal corpo nero portato a quella temperatura.

Osservando sempre la curva di figura 1.4.8, notiamo come essa comprenda tra i  $5000^{\circ}K$  e  $2000^{\circ}K$  radiazione arancio, mentre per temperature di colore maggiori di  $5000^{\circ}K$  si tende rapidamente al blu. Il bianco  $D$  di riferimento, oggi usato nella TVC, è come detto a  $6500^{\circ}K$ , per cui è leggermente più rossastro del bianco  $C$  ( $6800^{\circ}K$ ) adottato precedentemente.

A titolo di esempio vediamo l'impiego del triangolo di cromaticità nel calcolo di una mescolazione cromatica, ossia, disponendo di due radiazioni  $A_1$  e  $A_2$ , rappresentiamo graficamente la mescolazione  $A_3$  che ne deriva. Per tale esempio facciamo riferimento alla figura 1.4.12.

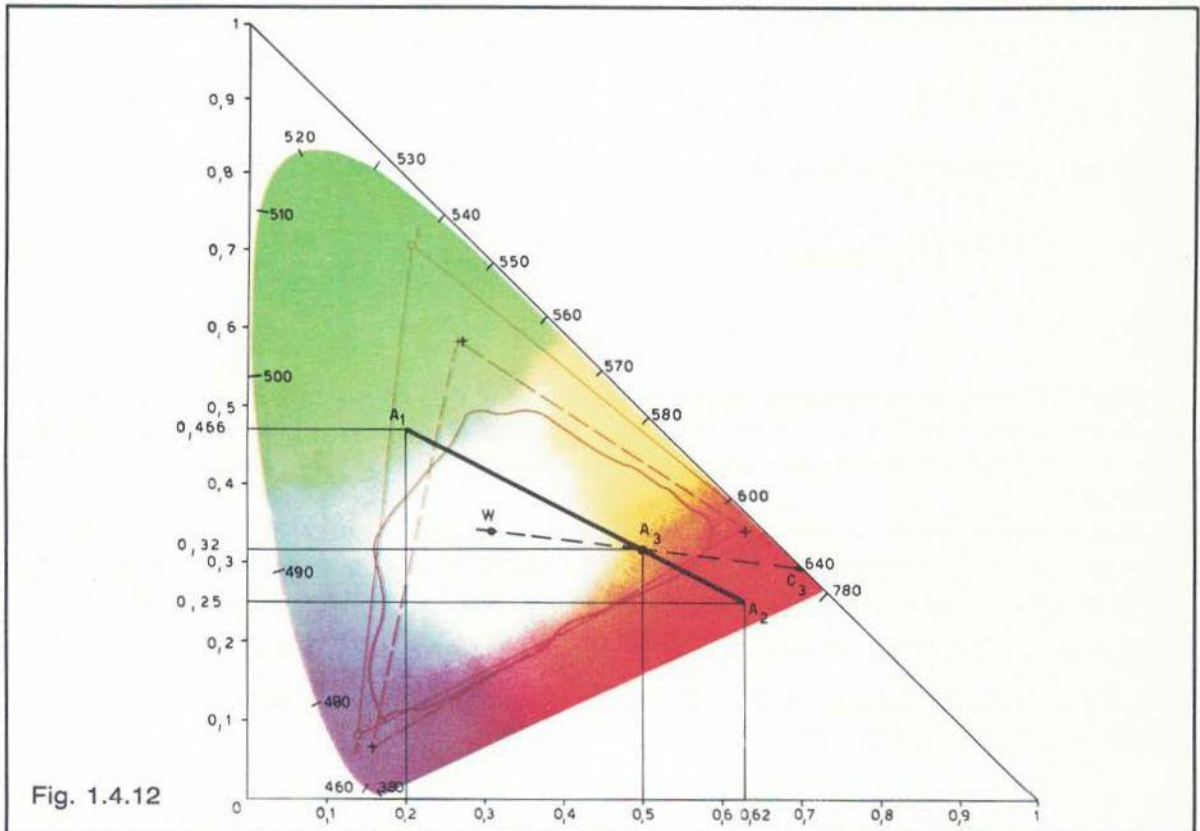


Fig. 1.4.12



Siano:

$$\begin{array}{l} A_1 \text{ costituita da: } R_1 = 3, \quad V_1 = 7, \quad B_1 = 5 \\ A_2 \text{ costituita da: } R_2 = 20, \quad V_2 = 8, \quad B_2 = 4 \end{array}$$

Riprendendo l'espressione [5] riportata ai nuovi assi  $x, y, z$  otteniamo:

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{R_1}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{3}{15} = 0,2; & y_1 &= \frac{V_1}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{7}{15} = 0,466 \\ z_1 &= \frac{B_1}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{5}{15} = 0,33 \end{aligned}$$

Analogamente per  $A_2$ :

$$\begin{aligned} x_2 &= \frac{20}{20+4+8} = 0,625; & y_2 &= \frac{8}{20+4+8} = 0,25; \\ z_2 &= \frac{4}{20+4+8} = 0,125 \end{aligned}$$

A titolo di prova, ricordando che  $x + y + z = 1$ , verifichiamo per esempio:

$$A_2: 0,625 + 0,125 + 0,25 = 1$$

La radiazione  $A_3$  assumerà i valori:

$$\begin{aligned} R_3 &= R_1 + R_2 = 3 + 20 = 23 \\ V_3 &= V_1 + V_2 = 7 + 8 = 15 \\ B_3 &= B_1 + B_2 = 5 + 4 = 9 \end{aligned}$$

Le coordinate cromatiche di  $A_3$  saranno ancora ottenute come in precedenza:

$$\begin{aligned} x_3 &= \frac{23}{23+15+9} \cong 0,5; & y_3 &= \frac{15}{23+15+9} \cong 0,32; \\ z_3 &= \frac{9}{23+15+9} \cong 0,19 \end{aligned}$$

Poiché gli assi del diagramma riportano ovviamente due coordinate e precisamente  $x$  e  $y$ , possiamo, per  $x_3 = 0,5$  e  $y_3 = 0,32$ , tracciare il punto  $A_3$  giacente sulla retta che unisce  $A_1$  con  $A_2$  ottenendo la radiazione desiderata e, volendo, rilevarne la sua lunghezza d'onda dominante.

Dall'esame di questo esempio, risulta evidente come la radiazione risultante giaccia sulla retta di unione delle radiazioni componenti ed i segmenti ( $A_1 A_3$  e  $A_3 A_2$ ) risultino inversamente proporzionali alla somma dei valori cromatici delle radiazioni rispettive. Infatti:

$$R_1 + V_1 + B_1 = 15 \text{ per } A_1 \text{ e } 32 \text{ per } A_2, \text{ per cui la radiazione } A_3 \text{ sarà spostata verso } A_2.$$

Sulla retta congiungente il bianco  $W$  con la radiazione  $A_3$  il grado di saturazione è espresso dal rapporto tra i segmenti:

$$\frac{A_3 W}{C_3 W}$$

La lunghezza d'onda dominante è quella stabilita dall'intersezione della retta con il luogo di radiazioni a massima saturazione, che nel nostro caso si identifica con il punto:

$$C_3(\lambda = 640 \text{ nm}).$$

Abbiamo visto come tutte le cromaticità contenute nel triangolo cromatico siano individuabili mediante due precisi valori di  $x$  e  $y$ . Ciò significa che per trasmettere la completa informazione televisiva a colori sarebbero necessari, oltre al segnale di luminanza, peraltro già trasmesso nella tecnica del bianco e nero, due segnali elettrici proporzionali alle grandezze  $x$  e  $y$ ; in tal caso verrebbero rigorosamente stabiliti tutti i parametri caratteristici.

Tale soluzione implica il fatto che, per un segnale rispondente ad un bianco, le componenti  $x$  e  $y$  non risultano zero, come invece sarebbe auspicabile. Infatti, in concomitanza con valori zero di saturazione come nel caso del bianco, le coordinate  $x$  e  $y$  che rispecchiano la cromaticità non si annullano come richiesto.

In seguito vedremo come sia invece conveniente stabilire una coppia di componenti passanti per il bianco di riferimento, in modo che esse si annullino per valori di saturazione della radiazione pari a zero. Queste nuove componenti assumeranno ovviamente valori positivi e negativi al variare della saturazione. Per esempio, come si rileva dalla figura 1.4.13, la radiazione di  $C$  può essere determinata sia mediante i due valori  $x$  e  $y$  che con le nuove componenti  $C_1$  e  $C_2$ , per ora scelte a caso.

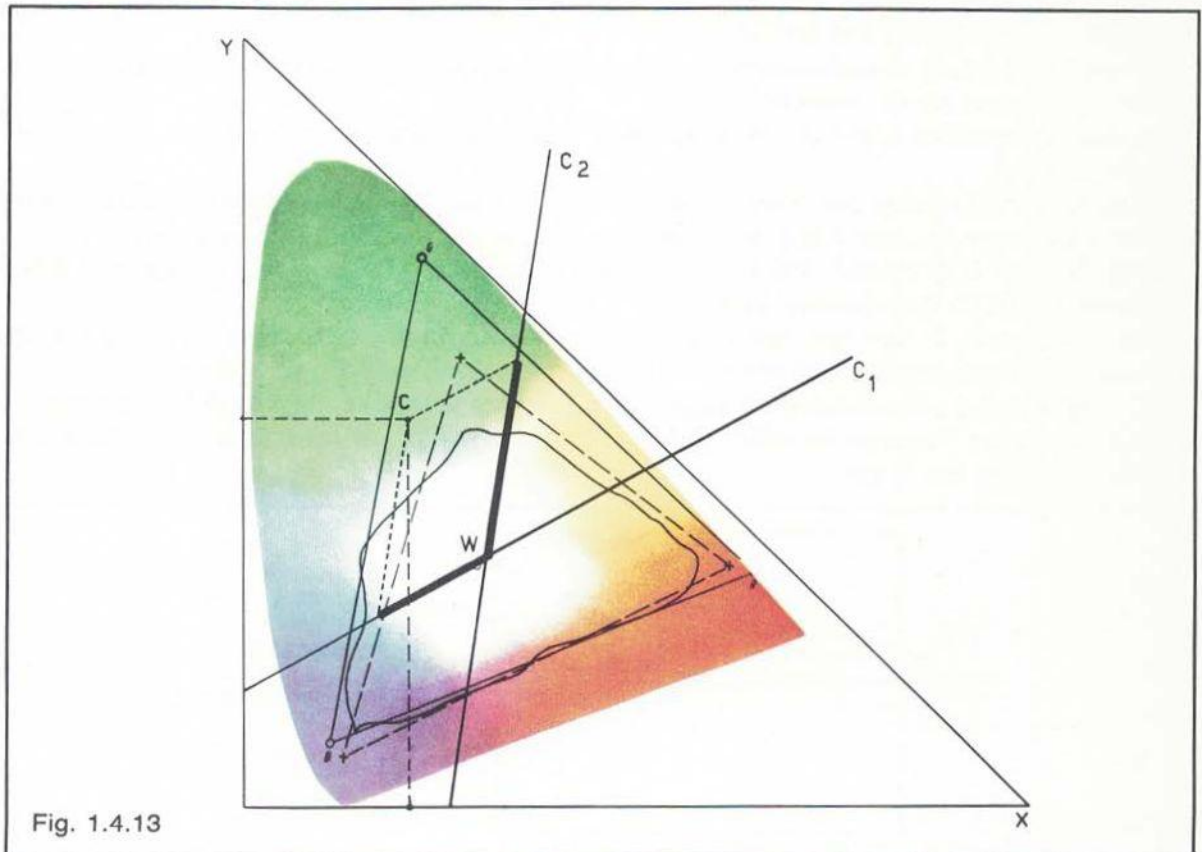


Fig. 1.4.13

Poiché abbiamo visto come il bianco di riferimento per la TVC sia il bianco  $D$ , la coppia di nuovi assi passerà per il punto del triangolo rappresentato dal bianco  $D$ , in modo che la cromaticità di una certa radiazione risulterà riferita alla cromaticità di questo preciso tipo di bianco.

Tale cromaticità (riferita al campione di bianco) viene denominata **crominanza**.

Sul posizionamento di tale coppia di componenti vedremo quali saranno le cromaticità più convenienti; desideriamo ancora puntualizzare come per ogni cromaticità risulti costante il rapporto crominanza/luminanza.

### 1.5 Ripresa televisiva a colori - Generalità

Se si vuole riprendere una scena a colori e trasmettere un segnale elettrico completo anche di tale informazione, la telecamera dovrà evidentemente essere diversa da quella adatta alla ripresa B.N. Le telecamere a colori si possono comunque differenziare tra loro in base al numero ed al tipo di tubi di ripresa adottati.

Le telecamere sono normalmente equipaggiate con tre tubi plumbicon sia nel caso di riprese da studio che mobili, o con una terna di CCD nel caso di riprese ENG (ved. par. 1.6).

Infine citiamo le "monotubo", particolarmente adatte per dimensioni, peso, consumo per i reportage.

Iniziamo la nostra breve indagine prendendo in esame, nelle sue linee generali, la classica telecamera equipaggiata con tre tubi.

Stabiliti i primari di trasmissione, la telecamera verrà corredata di tre tubi di ripresa rispondenti ognuno ad un primario.

L'immagine ottica viene quindi scissa nelle sue componenti primarie R, V, B mediante specchi dicroici.

Tali specchi si basano sul principio della birifrangenza, fenomeno tipico di alcuni cristalli i quali sdoppiano un raggio di luce incidente su essi in due raggi distinti, caratterizzati da direzioni diverse. L'immagine ottica risulterà così sdoppiata, non solo, ma i raggi così divisi risultano affetti da assorbimenti selettivi.

In altre parole, se uno specchio dicroico viene colpito da una radiazione luminosa bianca, esso dà luogo a due radiazioni sdoppiate (diverse direzioni) e di diverso colore.

La figura 1.5.1 è significativa in proposito ed illustra un esempio tipico di separazione dei primari mediante l'impiego di ottica dicroica, la quale risulta trasparente al verde mentre riflette sia il rosso che il blu.

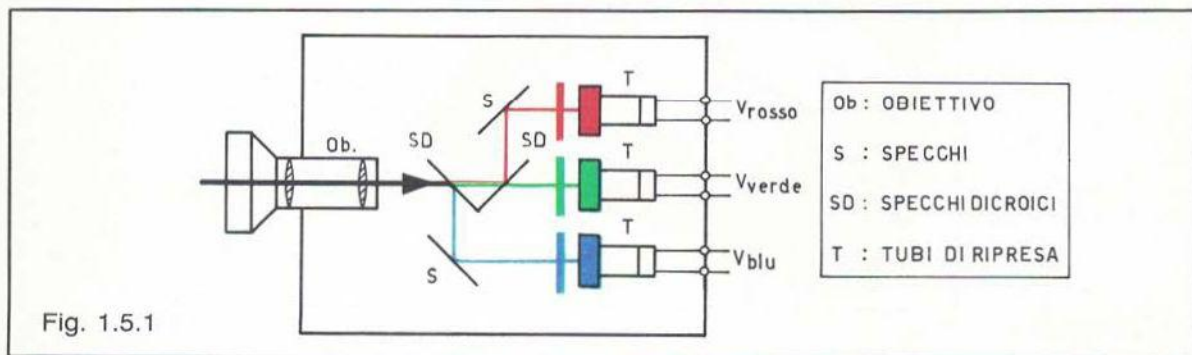


Fig. 1.5.1

Naturalmente le curve spettrali dei canali della telecamera debbono tener conto dello spettro della luce illuminante il soggetto, della sensibilità spettrale dei tubi di ripresa e della risposta spettrale dell'ottica che completa la telecamera stessa. Tali curve debbono avvicinarsi il più possibile a quelle di mescolazione, fissate dalla FCC e riportate in figura 1.3.2, prive dei lobi negativi e dove il bianco di riferimento è il bianco  $D$ . Ricordiamo ancora una volta che tali curve, che determinano la sensibilità spettrale della telecamera, indicano quali tensioni essa fornisce per ogni colore.

La dovuta risposta spettrale è ottenuta impiegando tre filtri separati posti prima dei tubi di ripresa.

A questo punto è bene chiarire il fattore limitativo che interviene nella scelta dei tre primari ed al quale in precedenza avevamo accennato. Motivi di carattere tecnologico impongono infatti di scegliere la terna in modo tale da poter ottenere, in ricezione, fosfori rispondenti ai primari scelti. Infatti, scegliendo per esempio un rosso ed un blu maggiormente spostati verso gli estremi della banda di radiazioni luminose, si poteva ottenere una maggiore superficie del triangolo colorimetrico, ma con conseguente diminuzione, per altro inaccettabile, del rendimento dei fosfori del cinescopio.

In tal caso si incontra cioè la difficoltà di dover impiegare valori di corrente molto grandi per eccitare i fosfori di ricezione onde ottenere luminosità accettabili, con conseguente riduzione del rapporto  $s/d$ .

Questo motivo ha indotto a scegliere, come compromesso, soprattutto il primario  $R$  più centrale nella banda di radiazioni, a scapito della superficie colorimetrica coperta e conseguente riproduzioni meno sature in quel campo.

Poiché attualmente i primari scelti in trasmissione (eguali a quelli di ricezione) sono,  $R$ ,  $V$ , e  $B$ , le curve di miscelazione presentate (tratteggiate nella parte inferiore) in fig. 1.3.2 compensano, almeno da un punto di vista energetico, i lobi negativi sottraendo ai lobi positivi una parte di energia, eguagliandone il più possibile le aree. Nelle attuali telecamere questo artificio viene attuato mediante l'adozione di una matrice lineare colorimetrica, i cui valori rimangono costanti in quanto fissati dal costruttore. Solo in caso di sostituzione del convertitore ottico-elettrico con uno di altro tipo, tale matrice dovrà essere rivista.

I segnali elettrici  $E_R$ ,  $E_V$ ,  $E_B$  così ottenuti, subiranno tutti quei processi di messa in forma del segnale video già esaminati nel 1° volume.

Nel caso di ripresa a colori, è evidente che certe regolazioni come il gamma, il livello del nero, il livello del bianco, assumano aspetti più rigorosi che presto esamineremo. Inoltre, per quanto riguarda i tubi di ripresa, la loro curva di risposta spettrale condiziona la struttura del target a seconda che il convertitore sia chiamato a funzionare su un canale primario piuttosto che su un altro.

### 1.6 Tubi di ripresa con A.C.T e bias light.

Le limitazioni, che ancora sussistono per quanto riguarda il plumbicon, consistono, come visto, in una seppure minima persistenza d'immagine ed alonatura per zone a forte luminosità.

Zone ad eccessiva luminosità della scena, quali ad esempio le riflessioni di oggetti metallici, causano infatti una profonda degradazione dell'immagine. Va ricordato che in corrispondenza delle zone a notevole luminosità, per l'elevata corrente trasversale che si trova a scorrere nello strato fotoresistivo, il potenziale della faccia del target, analizzata dal fascetto elettro-

nico, sale a valori positivi non compensabili con il modesto apporto di corrente fornito dal fascetto stesso. Poiché il fenomeno ha un andamento cumulativo nel tempo, si verifica una migrazione di cariche dagli elementi di immagine adiacenti verso quelli a potenziale più elevato.

Questa migrazione provoca la distruzione delle parti di immagine interessate al fenomeno, con un evidente effetto di alonatura attorno alla zona a luminosità eccessiva. Per ovviare a tale inconveniente è stato adottato, nel tubo, un particolare cannone elettronico che genera un fascetto il quale, oltre ad affettuare il consueto lavoro di analisi durante la fase attiva, è in grado, nella fase di ritorno, di limitare a valori accettabili l'escursione di potenziale nelle zone ad elevata luminosità.

Il dispositivo che consente di attuare tale condizione, è denominato anticomet-tail abbreviato con la sigla ACT. Esso prevede, durante il ritorno di riga, un incremento della corrente del fascetto, dal valore medio adottato durante l'analisi, a valori di  $100 \div 200$  volte superiori, accompagnato da una defocalizzazione. Tale elevata corrente è in grado di neutralizzare qualunque accumulo di cariche, mentre la defocalizzazione, allargando la sezione del fascetto, permette a quest'ultimo di investire una fascia di circa 60 righe di analisi.

Per neutralizzare i soli valori corrispondenti ai picchi di bianco eccedenti la norma, il dispositivo entra in azione al di sopra delle soglie fissate dall'ACT, livello stabilito dal valore della tensione a cui viene elevato il potenziale del catodo nella fase di ritorno del fascetto, ossia durante la cancellazione di riga.

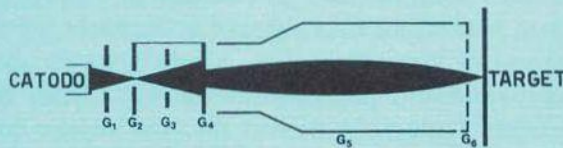


Fig. 1.6.1

Questo tipo di plumbicon (v. fig. 1.6.1 e 1.6.2) prevede un elettrodo supplementare  $G_3$  inserito a metà dell'elettrodo limitatore  $G_2$ , che pertanto risulta diviso in due sezioni. Mentre durante la fase attiva di analisi l'elettrodo  $G_3$  è equipotenziale con  $G_2$  (circa  $+225V$ ), durante il ritorno di riga esso viene portato a  $+25V$ , mentre il wehnelt  $G_1$  sale dal suo normale valore negativo al potenziale del catodo, come mostra la figura 1.6.2. In tal modo, durante il ritorno di riga, vengono incrementate sia l'intensità che la sezione del fascetto (figura 1.6.3 a).

Come conseguenza, nella caratteristica di trasferimento del tubo si verifica un ginocchio, la cui posizione dipende dal livello di tensione al quale viene riferito il catodo durante i ritorni di riga (fig. 1.6.3b).

Al di sopra del ginocchio la caratteristica mantiene un minimo di pendenza al fine di ottenere, anche per i valori di illuminazione più elevati, una discriminazione di corrente ai vari livelli di luce e quindi una sufficiente quantità di informazione.

L'inerzia del plumbicon nei confronti dei rapidi transienti di illuminazione è notevolmente minore di quella del vidicon; è però da rilevare che tale inerzia è ancora percettibile negli impieghi ai minimi livelli di illuminazione.

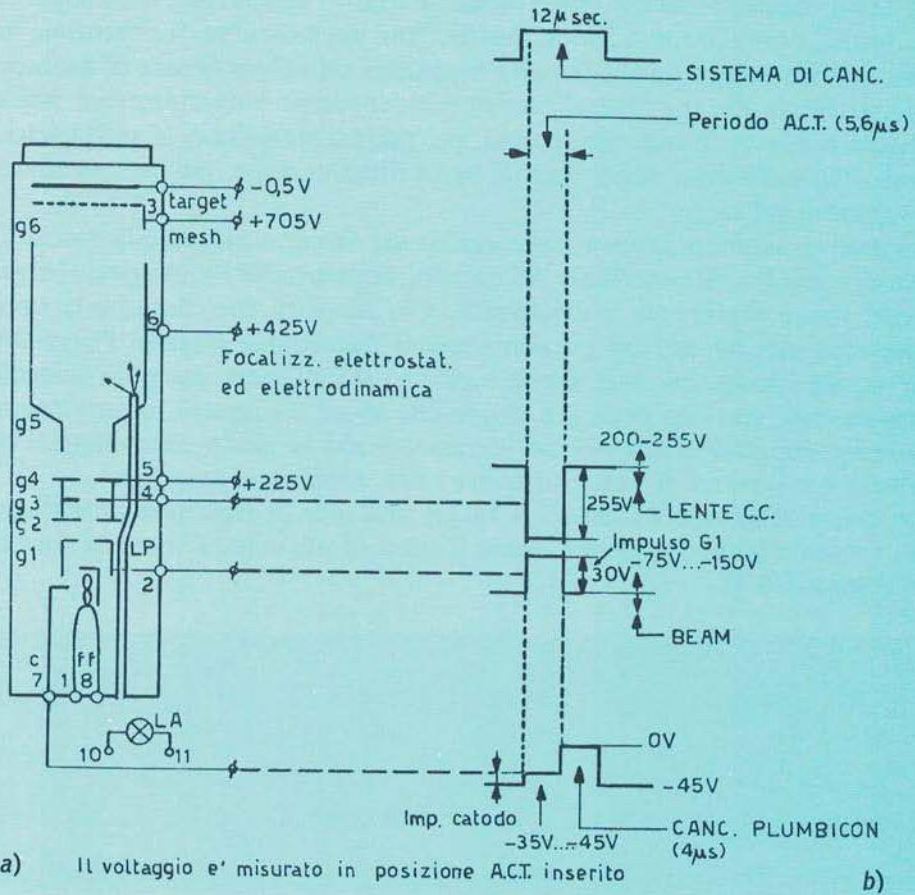


Fig. 1.6.2

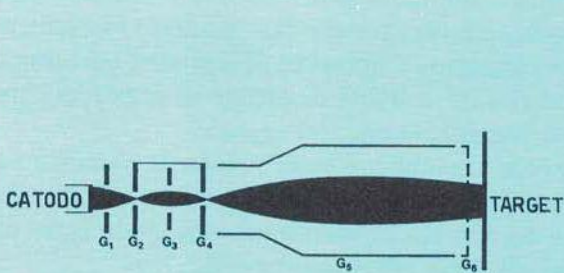
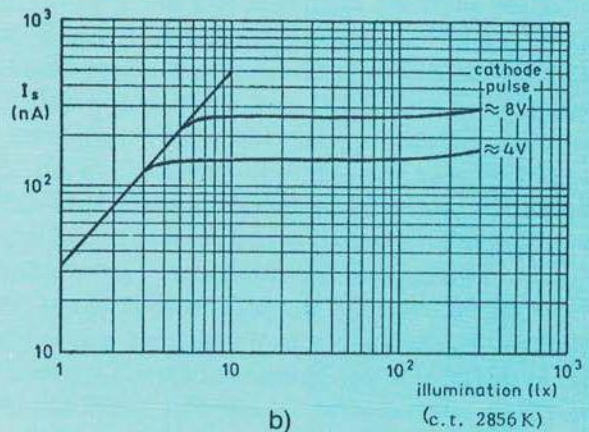


Fig. 1.6.3

a)



b)

Esaminando un'immagine focalizzata sul tubo, con livello di illuminazione basso, la superficie analizzata dal target rimane ad un potenziale molto prossimo a quello del catodo, a causa della bassa conducibilità del target stesso. Pertanto gli elettroni raggiungeranno in minima parte il target, con neutralizzazione insufficiente delle cariche. Il potenziale della superficie esplorata sale nel tempo fino a che non raggiunge un valore capace di attirare un numero di elettroni sufficiente alla sua neutralizzazione. Il fenomeno è ulteriormente esaltato dal fatto che gli elettroni del fascetto non hanno tutti, per ragioni statistiche, la stessa velocità e quindi solo pochi di essi, nelle dette condizioni di bassa illuminazione, possiedono un'energia sufficiente per atterrare sul target.

Per tale motivo saranno necessari più analisi del fascetto affinché la faccia esplorata del target possa ridiscendere al potenziale del catodo, ossia perché l'immagine elettronica formata sul target venga totalmente neutralizzata. Ciò significa che, durante le riprese di scene scure, si presenta una persistenza particolarmente disturbante quando l'immagine contenga elementi in movimento. In tal caso, specialmente su sfondi scuri, compare evidente il fenomeno di **trascinamento**, con una coda più chiara che segue il soggetto in movimento.

Questo fenomeno può essere ridotto incrementando in modo controllato il piedistallo di illuminazione a cui il target si viene a trovare nella condizione specifica.

Ciò può essere realizzato fornendo al target una luce di base mediante l'installazione di una piccola sorgente luminosa situata dietro il tubo ed alimentata con una corrente di valore opportuno (figura 1.6.4).

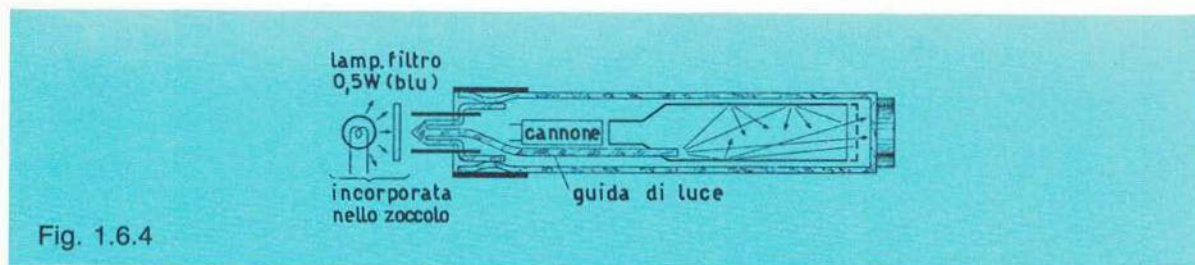


Fig. 1.6.4

La luce di tale lampada, trasferita verso il target per mezzo di una guida di luce (pipe-light), raggiunge lo strato sensibile incrementandone il livello luminoso (bias light). Tale incremento provoca sul target una corrente di minimo illuminamento, costante nel tempo ed il cui valore ottimale si aggira tra  $5$  e  $10$  nA. È importante rilevare che tale modesto incremento della corrente di base non altera in alcun modo il rapporto — corrente di segnale / corrente di oscurità —, cosicché il rumore di fondo del tubo rimane a livelli di ordine di grandezza trascurabile rispetto a quelli introdotti negli stadi di amplificazione del segnale.

Inoltre, per migliorare il rapporto s/d nel segnale ottenibile, è stata ridotta la capacità parassita del target, impiegando una struttura dell'elettrodo di contatto a superficie ridotta. Tale accorgimento è reso possibile dalla migliorata tecnologia di montaggio, la quale consente altresì un guadagno rispetto ai tubi convenzionali di  $2$  dB nel rapporto s/d.

Le dimensioni del Plumbicon si possono ritenere un buon risultato sotto l'aspetto dell'ingombro, in rapporto alle prestazioni che il trasduttore consente. Rimane comunque il fatto che le telecamere per ripresa a colori a tre tubi presentano dimensioni e peso di un certo rilievo e, pur consentendo riprese con mezzi semimobili o, come meglio definito, con telecamere spalleggiate, non rendono l'apparato sufficientemente compatto e leggero per impiegarlo in

riprese mobili. In altri termini, una telecamera a colori montata su una motocicletta per riprese in movimento presenterebbe dimensioni, peso ed ingombro rilevanti, comunque tali da non consentirne l'impiego nelle condizioni citate.

La Sony ha da tempo realizzato una telecamera per riprese a colori equipaggiata con un solo tubo, denominato **trinicon**. Poiché tale realizzazione ci pare ancora attuale, desideriamo presentarla nelle sue linee essenziali (par. 1.7), in base anche ai risultati pratici riscontrati nell'impiego in esercizio dell'apparato. Tuttavia, con l'avvento dei C.C.D., il trinicon non trova ormai più applicazioni, se non per usi amatoriali.

Nel plumbicon inoltre la risposta spettrale è limitata, verso le frequenze più basse dello spettro luminoso, dall'elevato salto di banda del PbO pari a  $1,9eV$ , con conseguente scarsa sensibilità alle radiazioni rosse.

Ora ipotizzando la telecamera a colori equipaggiata con tre tubi rispondenti ai tre primari, è indispensabile adottare per il canale del rosso un tubo plumbicon con risposta migliorata su tali frequenze, senza ovviamente peggiorare la definizione. Il motivo della scarsa sensibilità a queste particolari lunghezze d'onda è dovuto alla maggiore penetrazione nel fotostrato di queste radiazioni che si espandono nel materiale, con conseguente dispersione energetica nell'interno del target.

Aggiungendo del solfuro di piombo nel monossido di piombo si sono ottenuti tubi pancromatici ad esteso spettro di sensibilità, in virtù del basso salto di banda dello zolfo. Il costruttore fornisce comunque tubi plumbicon «dedicati» per i tre canali *R*, *V*, *B*, centrando maggiormente le loro caratteristiche in funzione della banda luminosa di lavoro. La fig. 1.6.5 riporta la risposta spettrale del plumbicon «red extended» confrontata con il plumbicon normale.

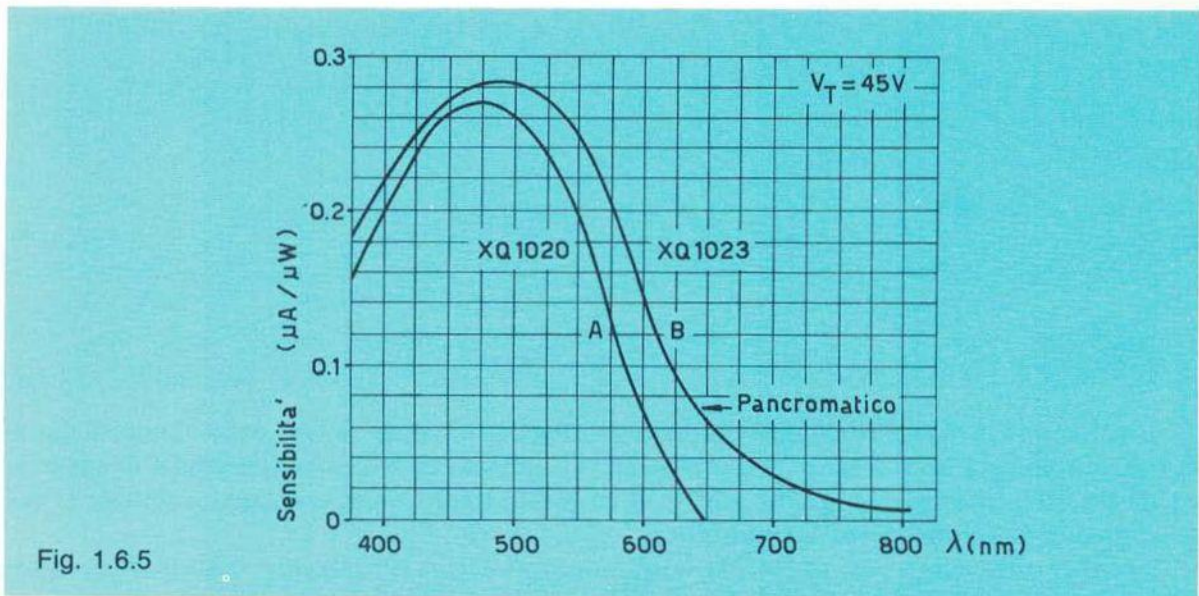


Fig. 1.6.5

### 1.6.1 Convertitori C.C.D. (Charge coupled devices)

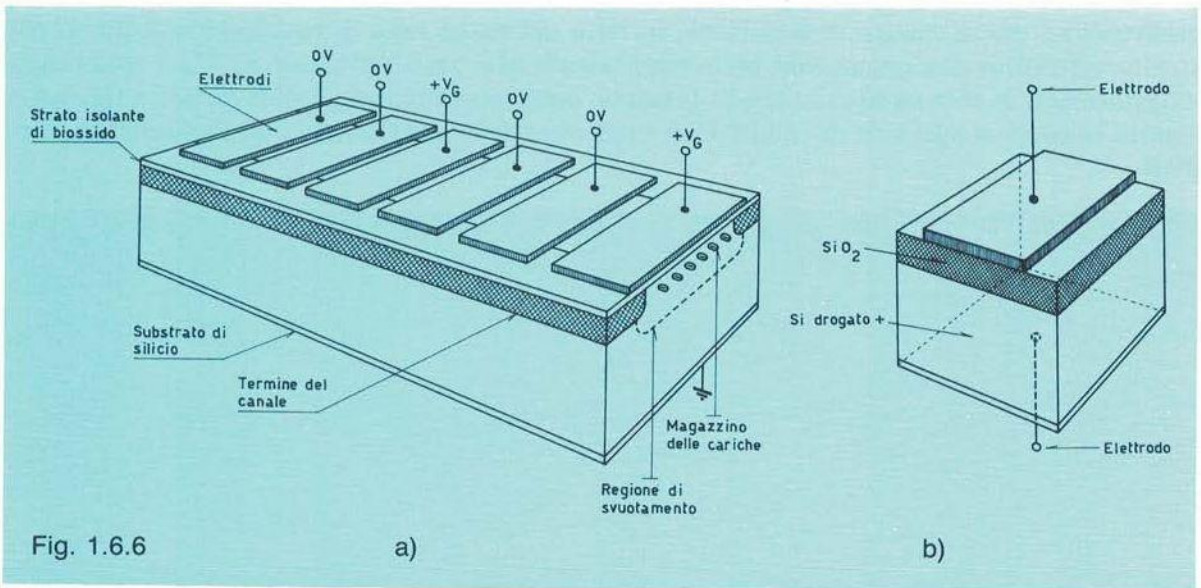
Un tubo di ripresa tradizionale è sottoposto all'usura, che ne limita il tempo di utilizzo; poiché la sorgente del pennello elettronico è un catodo riscaldato da un filamento, è evidente



che, nel tempo, l'ossido di copertura del catodo stesso perde la capacità di emissione ed a quel punto solamente la sostituzione del tubo si rende possibile.

I sensori d'immagine CCD a stato solido non presentano questo inconveniente grazie, come vedremo, all'assenza di energia elettrica riscaldante, in quanto il principio di funzionamento sul quale si basano è totalmente differente. Questi sensori, siano essi a diodo che a capacità MOS, non utilizzano l'elemento di scansione a pennello elettronico e non richiedono giochi di deflessione, per cui sia il peso che l'ingombro della telecamera si riducono notevolmente; inoltre si ottiene una maggior precisione geometrica su tutta la superficie del raster, ineguagliabile in un sistema tradizionale. Un ultimo grande vantaggio è rappresentato dall'insensibilità ai campi magnetici esterni, in quanto in essi viene a mancare il processo di scansione inteso nel senso classico, così come i consumi risultano, trattandosi di semiconduttori, notevolmente ridotti.

Una controindicazione, per altro non lieve, si riscontra nell'impiego dei CCD in quanto gli errori di geometria dovuti all'ottica (soprattutto se di notevoli dimensioni) non sono più compensabili, avendo eliminato le classiche deflessioni. Vedremo come alcuni altri inconvenienti, per altro limitati ed in alcuni casi compensabili, determinano le caratteristiche generali di questi sensori d'immagine.



Il sensore CCD è essenzialmente un circuito integrato al silicio di tipo MOS, la cui struttura base è riportata in fig. 1.6.6 a: un substrato di biossido di silicio  $\text{SiO}_2$  accoglie in superficie gli elettrodi, equivalenti ognuno al gate di un MOS, sotto i quali vengono localizzate le cariche dovute ai fotoni che su loro incidono.

Inferiormente allo strato di  $\text{SiO}_2$  vi è un blocco di silicio drogato che costituisce la zona di svuotamento delle cariche maggioritarie (fig. 1.6.6 b). Portando l'elettrodo superiore ad un potenziale positivo, le cariche maggioritarie, giacenti sotto tale elettrodo, vengono respinte con relativo svuotamento di tale zona che verrà privata delle cariche positive.

Di conseguenza le cariche minoritarie (elettroni) si addenseranno maggiormente sotto l'elettrodo, in quanto attratte dal potenziale positivo. Analogamente a quanto avviene in uno

shift - register, variando sequenzialmente le tensioni sugli elettrodi (fig. 1.6.6) le cariche si trasferiscono verso l'uscita del dispositivo, transitando sotto gli stessi elettrodi. Gli impulsi pilota, generati esternamente ed aventi ampiezza compresa entro  $10\text{ V}$ , controllano pertanto lo slittamento delle cariche dovute ai fotoni. Quando l'energia luminosa investe il sensore si creano coppie elettroni-cavità (cariche positive). Se è presente un campo elettrico, nel silicio si separano gli elettroni dalle cavità con conseguente generazione di corrente, per altro bassissima e che, per poter essere rivelata, viene integrata fino ad ottenere una quantità di carica misurabile, comunque significativa.

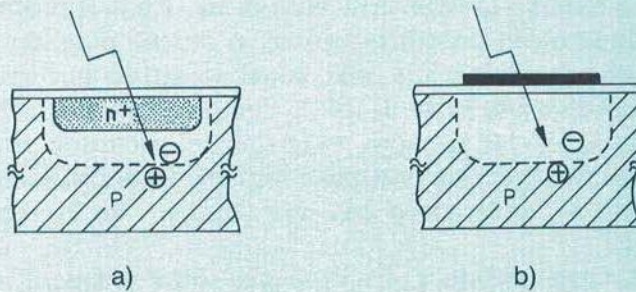


Fig. 1.6.7

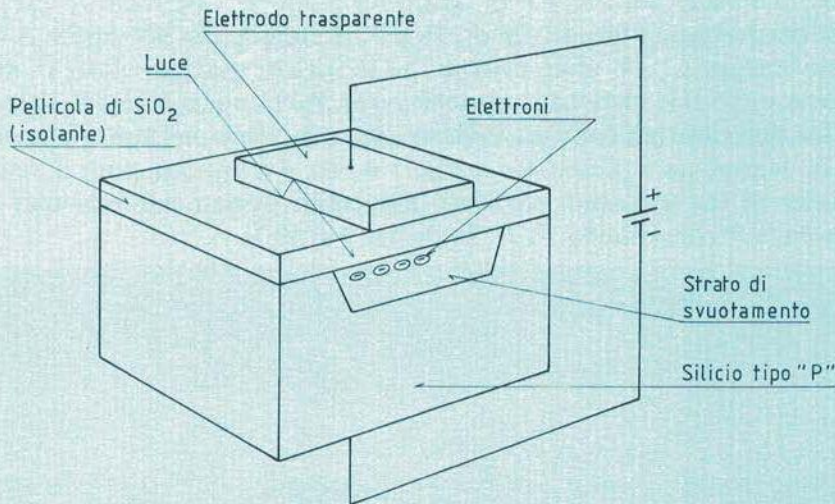


Fig. 1.6.8

La fig. 1.6.7 riporta due dispositivi che possono essere usati per la conversione dei fotoni in cariche: il diodo NP (fig. 1.6.7a) e la capacità di un semiconduttore tipo MOS (fig. 1.6.7b).

Una tensione di polarizzazione sulla regione  $n$  o sul gate del MOS crea come detto uno svuotamento a strato nel silicio. Il campo elettrico separa in questo strato le coppie elettroni-cavità e gli elettroni vengono immagazzinati nella capacità MOS.

La fig. 1.6.8 rappresenta la struttura particolareggiata del convertitore fotoelettrico dove la luce, attraverso l'elettrodo metallico trasparente, provoca nello strato di svuotamento l'accumulo di elettroni, mentre il suo strato  $p$  è isolato dall'elettrodo stesso da una sottile pellicola

la di  $\text{SiO}_2$ . Nel silicio il divario energetico tra la banda di valenza e quella di conduzione è di soli  $1,11\text{eV}$ , quindi esiste una notevole disponibilità a mettere in gioco elettroni in presenza di energia luminosa.

Il «pozzo energetico» viene creato applicando un d.d.p. esterna, mentre la quantità di cariche che cade nel pozzo è ovviamente proporzionale ai fotoni e quindi all'energia luminosa incidente.

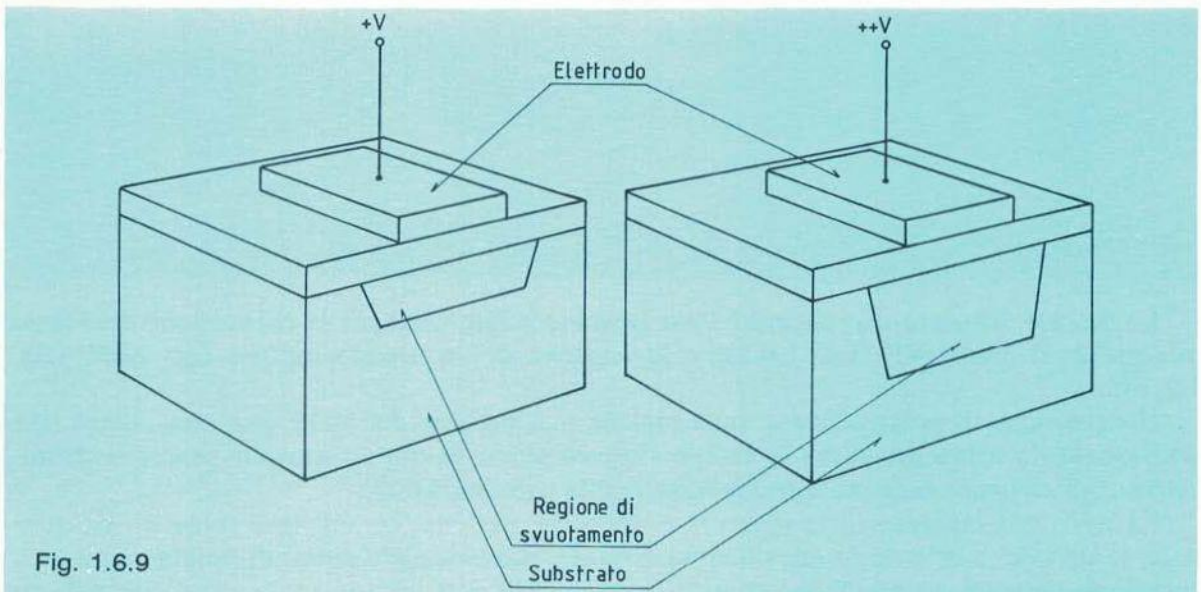
Quindi, in una prima fase, si crea il pozzo applicando il potenziale idoneo sull'elettrodo e, in un secondo tempo, viene riempito il pozzo stesso con le cariche dovute alla luce incidente (fig. 1.6.9).

Affiancando un certo numero di celle elementari di fig. 1.6.8, il processo di trasferimento, paragonabile a quello attuato con uno shift-register, si ottiene gestendo temporalmente i potenziali applicati in modo sequenziale alle celle, come accennato poc'anzi (fig. 1.6.10).

Consideriamo in proposito una parte di CCD, limitatamente a  $P_1, P_2, P_3$  di fig. 1.6.10a; quando il pacchetto di cariche è, ad esempio, sotto un certo elettrodo, esso può essere spostato interamente agendo, come segue, sui potenziali degli elettrodi considerati. Supponiamo che le cariche giacciono sotto  $P_2$ , polarizzato con una tensione  $++V$ , mentre  $P_1$  e  $P_3$  sono a potenziale  $+V < ++V$ .

Nell'istante in cui  $P_3$  viene portato a  $++V$ , si crea sotto ad esso il «pozzo» che, data la vicinanza degli elettrodi, si fonde con quello sottostante a  $P_2$ . Le cariche fluiscono verso  $P_3$  ed il trasferimento risulterà completo quando, mantenendo  $P_3$  a  $++V$ , si riduce progressivamente il potenziale su  $P_2$  sino a  $+V$  in modo da favorire il deflusso di cariche da  $P_2$  a  $P_3$ .

Pertanto il trasferimento di cariche da  $P_2$  a  $P_3$  è completato all'istante  $t_3$  (fig. 1.6.10b) in cui  $P_1$  è tenuto ancora a  $+V$  onde evitare che le cariche giacenti sotto  $P_2$  vengano parzialmente a defluire verso tale elettrodo, anziché verso  $P_3$ . In conclusione il ciclo di trasferimento di cariche tra due elettrodi contigui avviene «interessando» nel funzionamento tre elettrodi la cui struttura dettagliata è presentata in fig. 1.6.10c. Per questo motivo l'elemento unitario CCD è l'insieme di tre successivi elettrodi, alimentati ovviamente con una tensione trifase rappresentata dalle forme d'onda  $P_1, P_2, P_3$  di fig. 1.6.10 b.



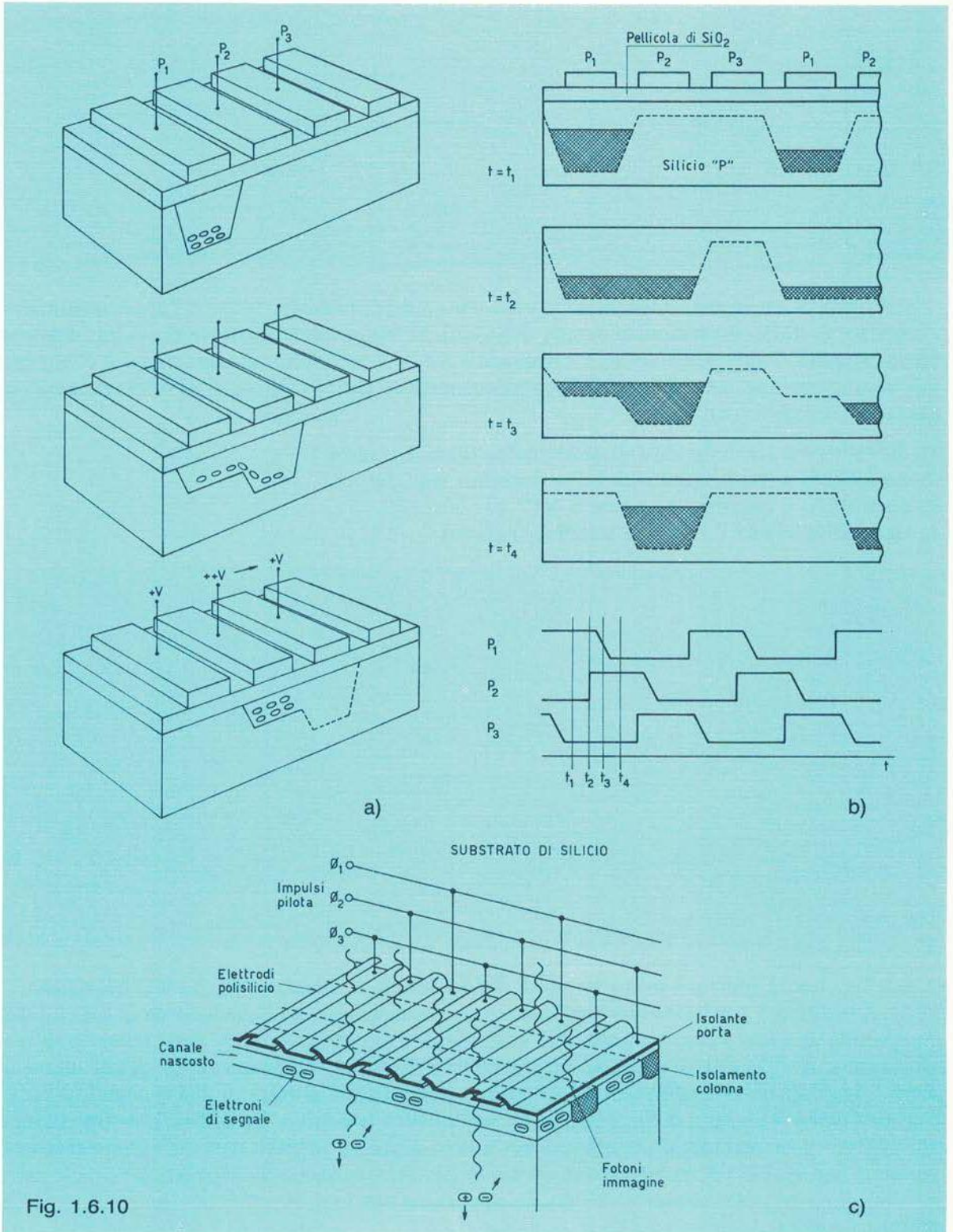


Fig. 1.6.10

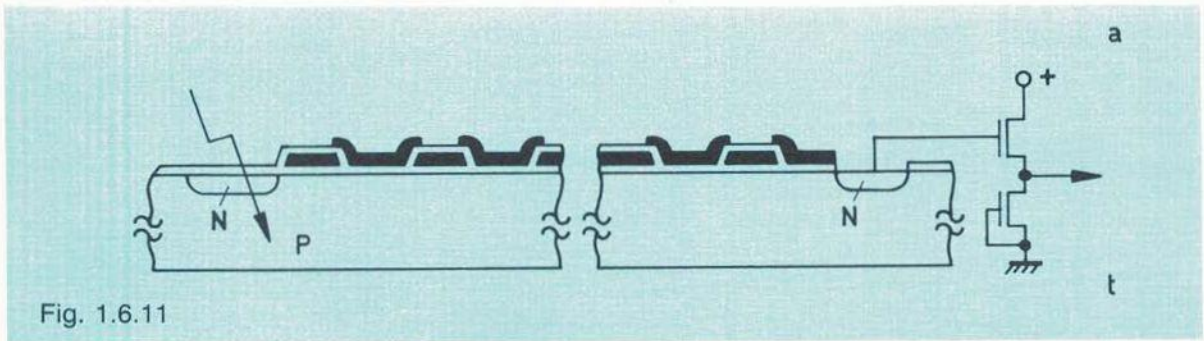


Fig. 1.6.11

La linea di uscita dell'informazione utile (fig. 1.6.11) prevede, tramite l'applicazione dell'impulso di clock, un trasporto seriale delle cariche verso l'amplificatore di uscita, con una bassa capacità. Tale linea è definita «read-out» che, per comodità, continueremo a citare con tale denominazione. I CCD impiegati come convertitori ottico-elettrici si possono ritenere organizzati in 4 differenti assetti:

- 1) dispositivo a trasferimento di semiquadro (Frame transfer)
- 2) dispositivo a trasferimento di linea (Interline transfer)
- 3) dispositivo a iniezione di carica o XY
- 4) dispositivo misto 1-2 (frame interline transfer)

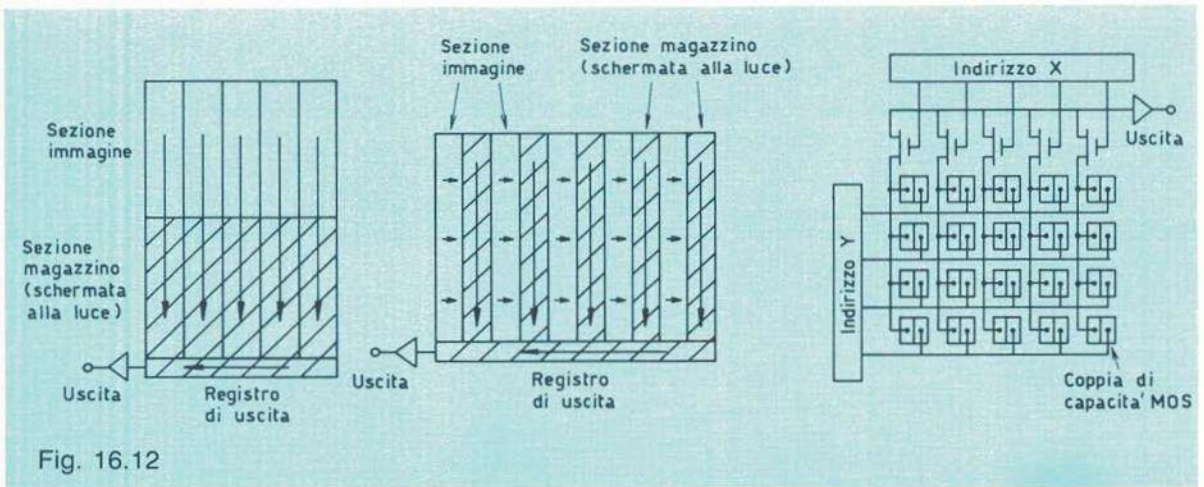


Fig. 16.12

La fig. 1.6.12 illustra i primi tre modi fondamentali di struttura funzionale del CCD.

Il dispositivo a trasferimento di semiquadro, riportato più dettagliatamente in fig. 1.6.13, comprende un certo numero di elettrodi orizzontali e di canali verticali, detti appunto di trasferimento; la figura si riferisce ad un dispositivo di  $385 \times 576$  elementi. Di questi ultimi la metà è devoluta a magazzino dell'informazione utile, dovuta ai restanti 288 elementi, o pixel, e costituiscono il numero di linee utili di un semiquadro televisivo. La separazione tra colonne adiacenti (o pixel orizzontali) è ottenuta per mezzo di strisce verticali definite «channel stop», per altro ben visibili nel particolare riportato in fig. 1.6.14, mentre la separazione tra elementi verticali è attuata elettricamente mediante opportune tensioni di polarizzazione agli elettrodi pilota.

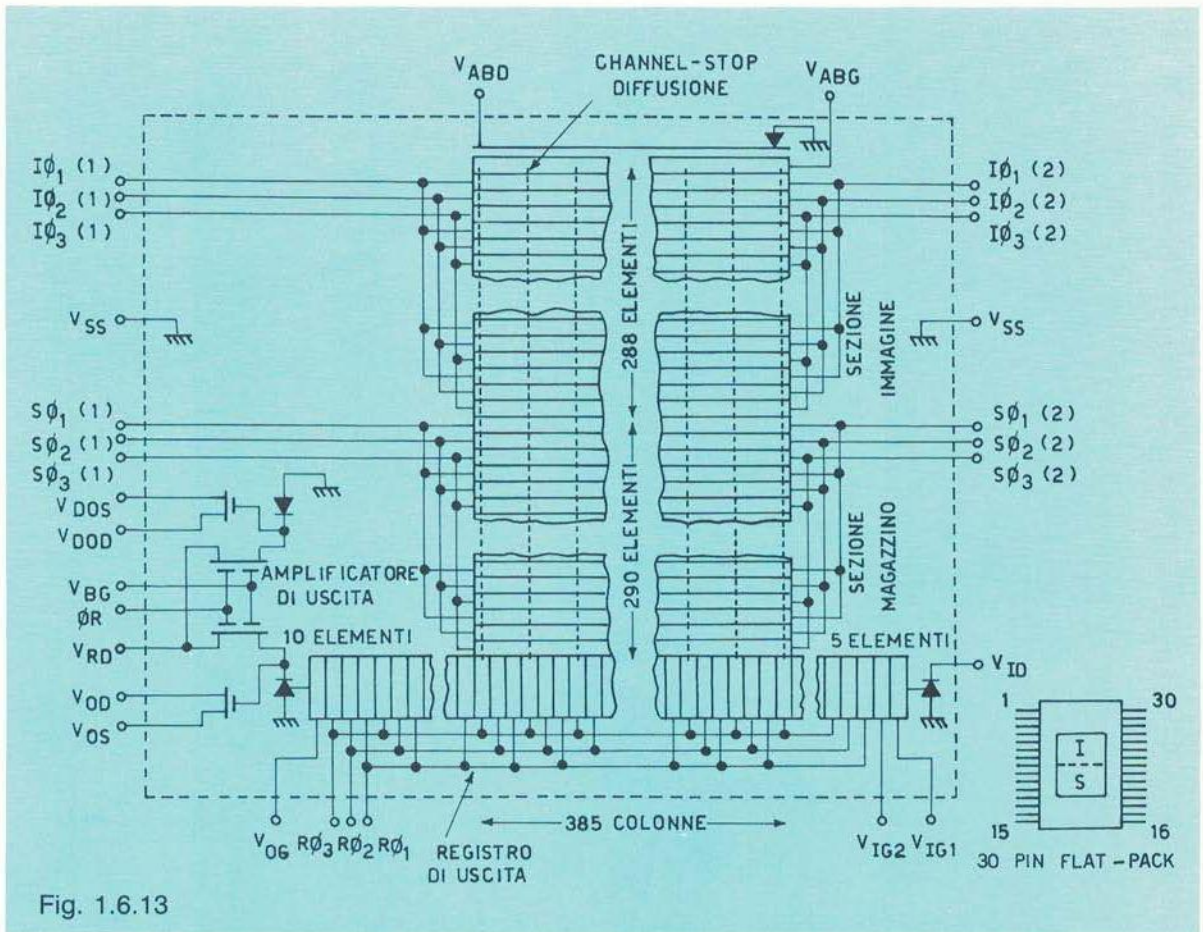


Fig. 1.6.13

Entrambi gli spazi tra elementi fotosensibili adiacenti citati nell'esempio sono di  $22\ \mu\text{m}$ ; l'interspazio verticale, ottenuto con polarizzazione su due elettrodi di  $7\ \mu\text{m}$  cadauno, ha una dimensione reale di soli  $8\ \mu\text{m}$ , sommati ovviamente ai precedenti  $14\ \mu\text{m}$ ; tale dimensione è adottata anche nella sezione read-out.

Nel tipo di struttura presentato viene impiegata una separazione a tre livelli degli elettrodi semitrasparenti (vedi fig. 1.6.14), per cui ogni tripletta richiede un immagazzinamento di carica che rappresenta un elemento solo del CCD.

La superficie immagine di questo CCD a  $385 \times 576$  elementi è  $8,5\ \text{mm}$  in orizzontale e  $6,4\ \text{mm}$  in verticale per uno standard con rapporto dimensionale  $4:3$ , confrontabile con un tubo tradizionale da  $\frac{2}{3}$  di pollice. Ogni pixel della sezione di magazzino prevede ancora una dimensione di  $22 \times 22\ \mu\text{m}$ ; infatti, poiché le colonne sono 385, si ottiene:

$$385 \cdot 22 \cdot 10^{-6}\text{m} = 8,47\ \text{mm}$$

che rispecchia la dimensione orizzontale dell'immagine. Nell'esempio dimostrativo di fig. 1.6.14, che propone una parte del CCD, gli elettrodi orizzontali sono raggruppati in due sezioni: una superiore o **sezione immagine**, dove le cariche vengono generate dalle variazioni luminose incidenti sugli elementi fotosensibili; una inferiore definita **sezione di magazzino**.

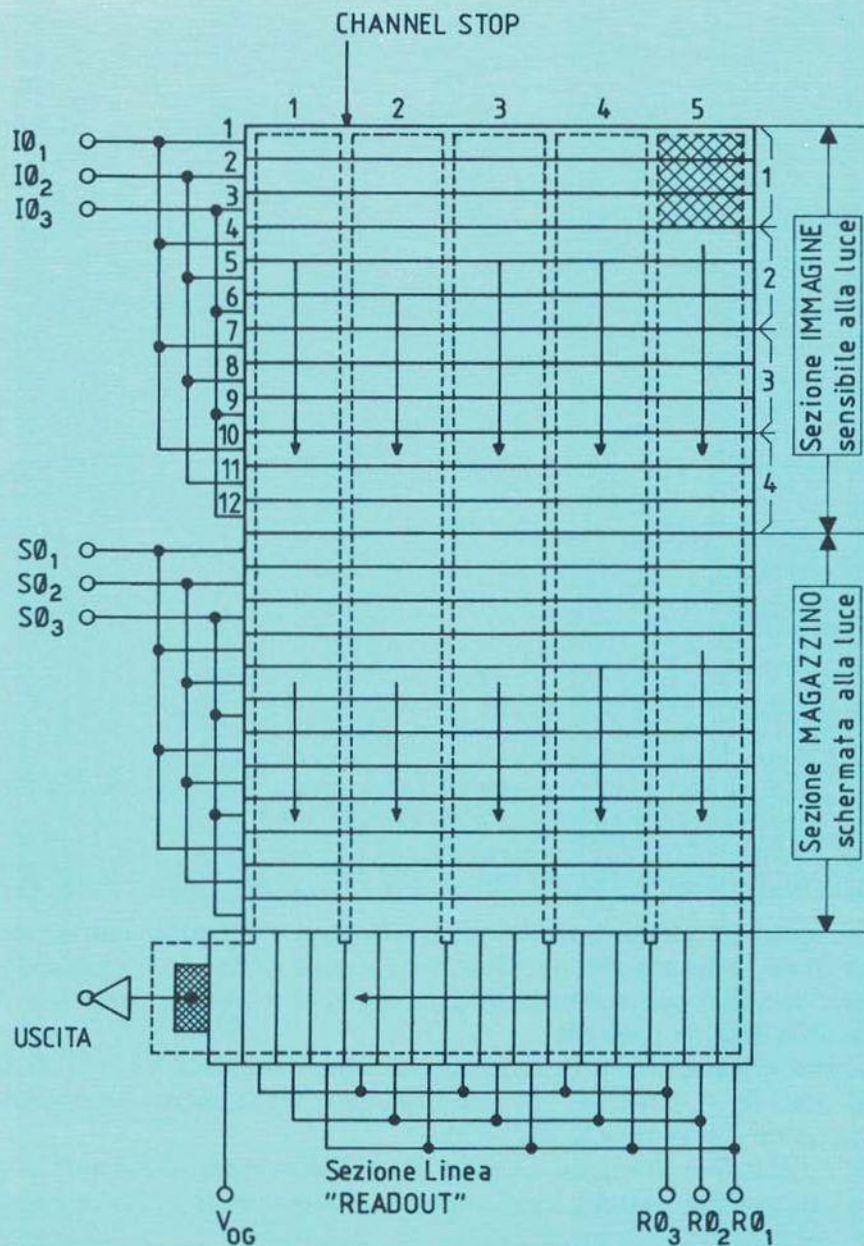


Fig. 1.6.14

Precisamente la figura 1.6.14 rappresenta 12 elettrodi orizzontali per ogni sezione a 5 colonne o canali, regione questa limitata, come visto, da areole elettricamente inattive di tipo *p* (channel stop). Al termine della sezione di accumulo, o di **memoria temporanea**, è collocata appunto la **linea di uscita** (read out) che consente il trasferimento delle cariche di ogni linea TV, traslate verticalmente verso il basso, all'amplificatore che trasforma la sequenza seriale di cariche in un'uscita video compatibile con il normale standard televisivo. L'amplificatore di

uscita è separato elettricamente da questa linea mediante un circuito-porta facente capo ad un elettrodo addizionale di comando. Sia la parte di accumulo che questa linea di uscita sono schermate alla luce incidente mediante una maschera esterna opaca, in quanto la tecnologia costruttiva degli elettrodi, fabbricati con materiale semi-trasparente alla luce (silicio policristallino), consentirebbe una emissione non desiderata di cariche dal settore del CCD preposto esclusivamente all'immagazzinamento dell'informazione generata nella sezione immagine dove, al contrario, i fotoni, penetrando nella struttura dell'elettrodo, generano coppie elettroni-cavità nel sottostante substrato di silicio. L'esempio di fig. 1.6.14 presenta un sistema a matrice di  $5 \times 4$  elementi fotosensibili indipendenti. La quantità di carica raccolta è proporzionale all'intensità luminosa che ha investito quel pixel ed al tempo di integrazione, ossia al tempo consentito a raccogliere l'informazione del frame.

Al termine di tale tempo, le cariche che rappresentano l'immagine totale e giacenti nella sezione immagine vengono trasferite nella sezione di immagazzinamento, mediante l'applicazione simultanea degli impulsi di pilotaggio agli elettrodi di entrambe le sezioni.

Le cariche vengono spostate, come in uno shift-register ad uscita parallela, nella sezione read-out da dove, serializzate a tempo di riga, fuoriescono verso l'amplificatore terminale.

Nell'esempio presentato il trasferimento dalla I alla II sezione richiede 4 impulsi per ogni fase. Mentre il tempo di accumulo è quello dovuto alla trama, quello di trasferimento deve essere il minore possibile, in quanto nella sezione immagine la luce incidente persiste anche durante l'operazione di trasferimento e quindi fornisce segnale spurio dovuto alle cariche in movimento da una sezione all'altra.

Quando la prima trama è stata letta e, tramite la linea read-out, posta sotto forma di righe televisive sequenziali, la seconda trama viene trasferita nella sezione magazzino pronta ad essere successivamente letta, mentre la sezione immagine accumula una successiva trama.

Con riferimento alla fig. 1.6.13, l'informazione dei pixel, che compongono l'intera sezione immagine, viene trasferita nella sezione magazzino ormai scarica, in quanto inizia la cancellazione verticale.

Nel tempo di  $1600 \cdot 10^{-6}$ s verrà quindi trasferito l'intero contenuto di un semiquadro che, nell'esempio citato, prevede 290 righe attive.

L'informazione di un'intera riga avrà a disposizione per il trasferimento un tempo:

$$T_r = \frac{1600 \cdot 10^{-6}}{290} \cong 5,5 \mu s$$

corrispondente ad una frequenza di circa 180 KHz, mentre il campionamento nello shift di uscita avverrà con una cadenza di:

$$f_c = \frac{385}{52 \cdot 10^{-6}} \cong 7,4 \text{ MHz}$$

corrispondente a un tempo unitario per pixel di circa 135 ns poiché, sempre in riferimento al nostro esempio, abbiamo ipotizzato ogni riga attiva ( $52 \mu s$ ) composta da 385 pixels.

Al termine dei  $1600 \mu s$ , tutta l'informazione di semiquadro è disponibile nella sezione *M* (fig. 1.6.13) e, mentre nei successivi 20 ms si ricostruirà il 2° semiquadro, la sezione *M* verrà vuotata a cadenza di riga con una frequenza di campionamento di circa 7,4 MHz. A questo punto il ciclo si ripete trasferendo il semiquadro successivo.

Fenomeno tipico dei sensori CCD, dovuto a zone di elevata luminosità, è la formazione anomala di righe verticali sull'immagine, dovute al fatto che l'energia luminosa tende ad inte-



ressare anche quelle zone del sensore non previste per la trasduzione ottico-elettrica, come ad esempio la superficie adibita al trasferimento delle cariche.

Nei CCD a trasferimento verticale, ove la zona di trasduzione e quella di accumulo sono nettamente separate, l'inconveniente è stato eliminato impiegando un otturatore che blocca il passaggio del flusso luminoso durante il periodo di trasferimento, ossia durante la cancellazione verticale. Quindi mentre l'informazione si trasferisce dalla zona fotosensibile a quella di memoria provvisoria, l'otturatore si chiude e non consente al flusso luminoso di interferire durante l'operazione, con un tempo di chiusura poco superiore a quello di trasferimento.

Da rilevare come il convenzionale interlacciamento tra i due semiquadri che compongono l'immagine non è qui ottenuto in modo diretto, ma mediante un'operazione definita di «presunto interlacciamento».

Considerando il CCD costituito, come detto, da elettrodi a struttura trifase, il primo semiquadro raccoglie le cariche dei pixel disposte sotto gli elettrodi  $I$  (sezione immagine), estratte e utilizzate come descritto in precedenza.

La sequenza degli impulsi di trasferimento è tale per cui il semiquadro successivo sarà ottenuto raccogliendo le cariche disposte sotto gli altri due elettrodi, con la raccolta di cariche che avviene indifferentemente sotto uno dei due e che verranno avviate sulla read-out con procedura eguale alla precedente. In tal modo il centro di raccolta delle cariche viene avanzato e ritardato ad ogni semiquadro, rispetto alla mezzeria del raster di un elemento, come se il numero di elementi verticali per CCD fosse doppio, dando pertanto la sensazione dell'interlacciamento convenzionale.

Il dispositivo a trasferimento tra linee ha gli elementi fotosensibili separati (fig. 1.6.12) e la linea di raccolta delle cariche è stata sostituita dal CCD a shift-register verticale. Dopo il periodo di integrazione, tutto il pacchetto di cariche, raccolte sui fotodiodi o sulla capacità MOS, viene trasferito allo shift verticale che, come già visto nel tipo a trasferimento verticale, viene anch'esso schermato dall'azione della luce esterna mediante analogo processo tecnologico. Nel successivo periodo di integrazione, i CCD verticali liberano il loro complesso di cariche, una linea alla volta, sullo shift orizzontale del CCD, che rappresenta la linea di uscita che trasporta le cariche dal dispositivo all'amplificatore di uscita. In questo tipo di organizzazione CCD più complessa, il flusso di cariche in uscita alimenta un amplificatore a bassissima capacità di ingresso con il risultato di una buona sensibilità, maggiore comunque dei CCD organizzati in matrice  $xy$ .

Questi ultimi sono per altro simili alle memorie MOS-RAM e schematicamente la fig. 1.6.15 riporta la struttura di un sensore di immagine così organizzato. Da essa rileviamo come ogni pixel, identificabile mediante un indirizzo  $xy$ , sia costituito da un fotodiodo (oppure dalla capacità di un MOS) e da un commutatore MOS che, tramite il codice di linea, avvia le cariche relative al pixel verso il MOS di uscita e quindi sulla linea read-out con la cadenza della frequenza di riga. La configurazione esaminata presenta indubbiamente una scarsa sensibilità, in quanto la capacità totale delle linee che collegano i sensori è molto elevata, a differenza del tipo di organizzazione precedentemente visto.

Nella struttura con trasferimento tra linee (fig. 1.6.16), la separazione tra sensori è ottenuta, come del resto avviene anche per quelli a trasferimento verticale, con i «channel stop» i quali evitano il trasferirsi di cariche da un sensore all'altro. Anche nella struttura a trasferimento verticale, la parte attiva del pixel, in cui la carica è localizzata e denominata canale, è limitata da regioni elettricamente inattive tipo  $p$ , definite appunto «channel stop». La struttura di un tale elemento è riportato più dettagliatamente in fig. 1.6.17.

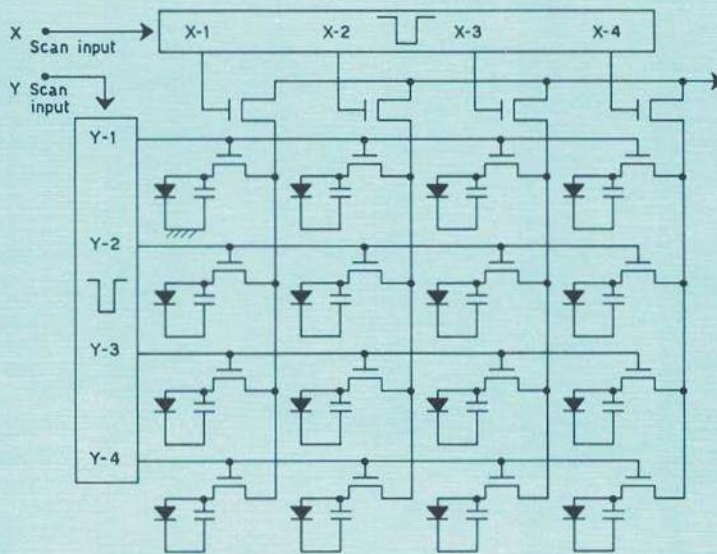


Fig. 1.6.15

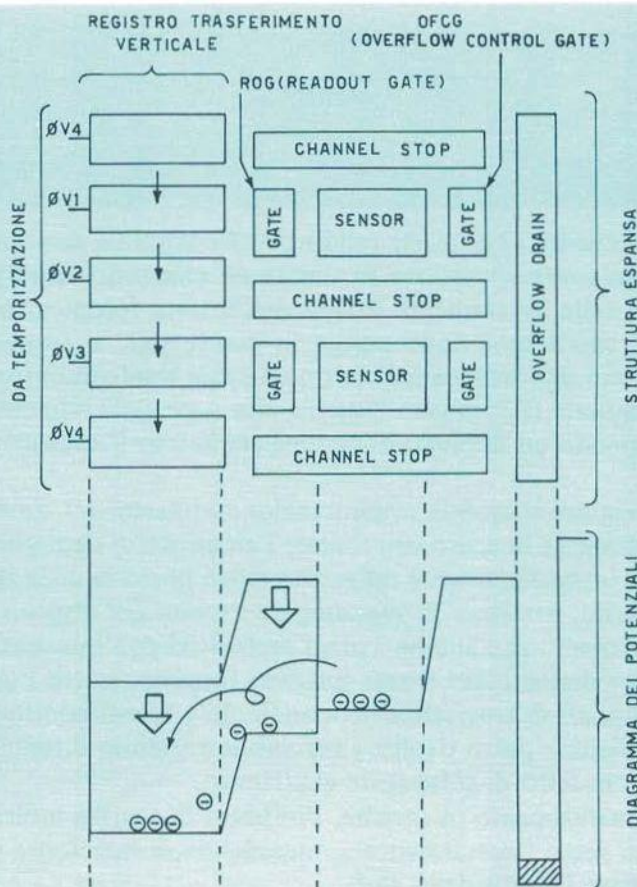


Fig. 1.6.16

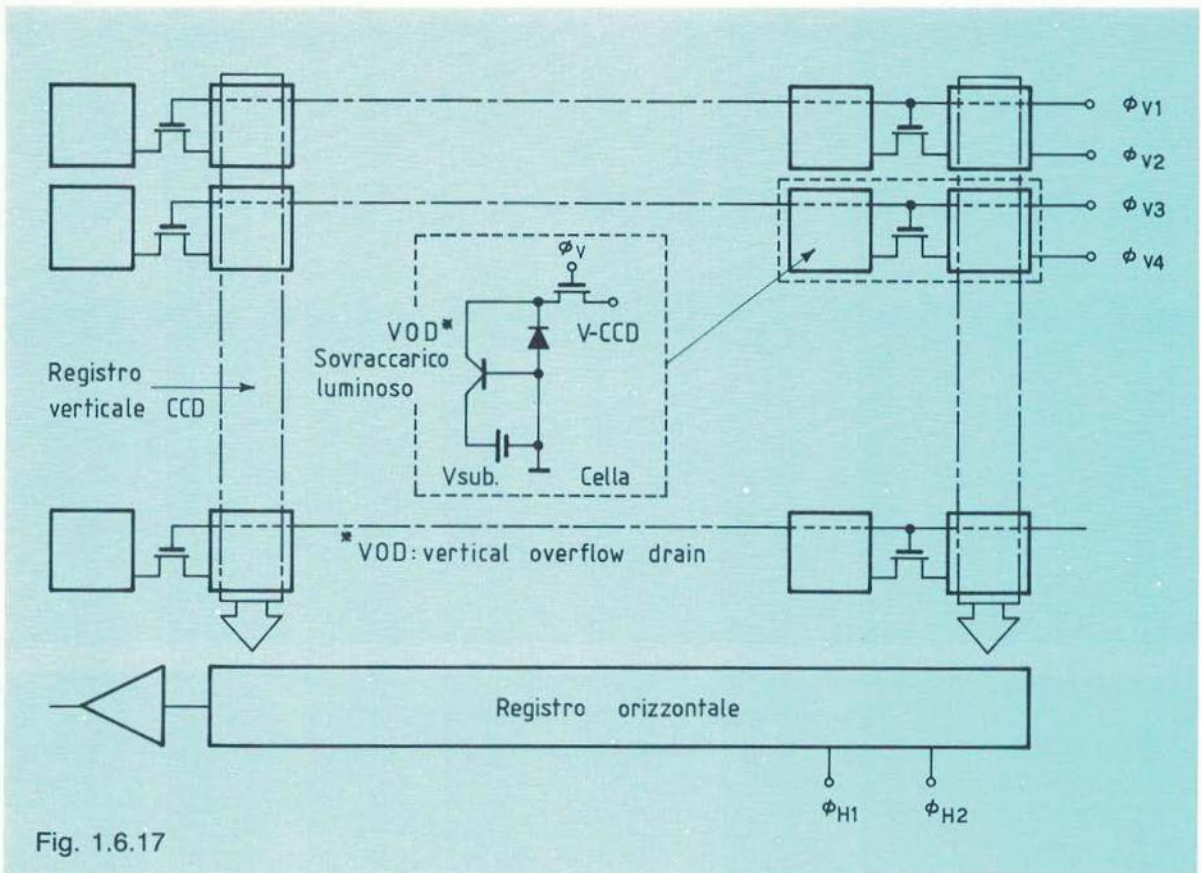


Fig. 1.6.17

Riferendoci ancora alla fig. 1.6.16, le celle «overflowdrain» servono a scaricare gli elettroni in eccesso dovuti a sovraesposizione mediante un comando impulsivo; dalla fig. 1.6.17 si nota come in queste celle, ovviamente isolate dall'azione fotonica mediante schermatura, l'eccesso di carica per sovraesposizione ponga in conduzione il transistor relativo a quel pixel, che assorbe l'effetto di sovraccarica, in quanto tale semiconduttore è costituito da uno strato ad elevata percentuale di impurità rispetto alla superficie adiacente all'elemento fotosensibile stesso, permettendo un deflusso di cariche attraverso il substrato con una determinata polarizzazione.

L'inconveniente maggiore di questa organizzazione «interlinea» sta nel fatto che, a parità di dimensioni fisiche, dimezza in senso orizzontale l'elemento di dettaglio in quanto, oltre alla cella sensibile alla luce, immediatamente adiacente trova posto la cella dello shift nel quale la carica utile viene trasferita, in attesa di raggiungere l'uscita del dispositivo.

Un ultimo sensore è quello che abbina i pregi costruttivi dell'interlinea e di quello a trasferimento di semiquadro e denominato **frame interline transfer**, in cui l'otturatore della telecamera è costituito da «canali di trasferimento» analoghi a quelli adottati nei sensori interlinea in cui il tempo di interdizione potrà risultare regolabile variando il tempo di clock di controllo; si introduce cioè il concetto di otturatore elettronico.

Infatti, durante il trasferimento di cariche, l'impulso di scarica indirizza le cariche dovute all'esposizione continua verso l'overflowdrain, impedendo di interferire sull'informazione utile che sta defluendo verso l'uscita dello shift.

Il CCD viene impiegato, oltre che come trasduttore, altresì come shift-register di tipo digitale, idoneo cioè ad immagazzinare un'informazione espressa in codice binario mediante accumulo della massima quantità di carica in presenza del bit, mentre un'assenza di carica con un'informazione nulla corrisponde all'assenza del bit.

Più significativo è l'impiego del CCD come shift di tipo analogico, dove l'entità di cariche che fluisce sotto gli elettrodi interessati sarà determinata dall'ampiezza della tensione che pilota il diodo di ingresso del dispositivo (fig. 1.6.18).

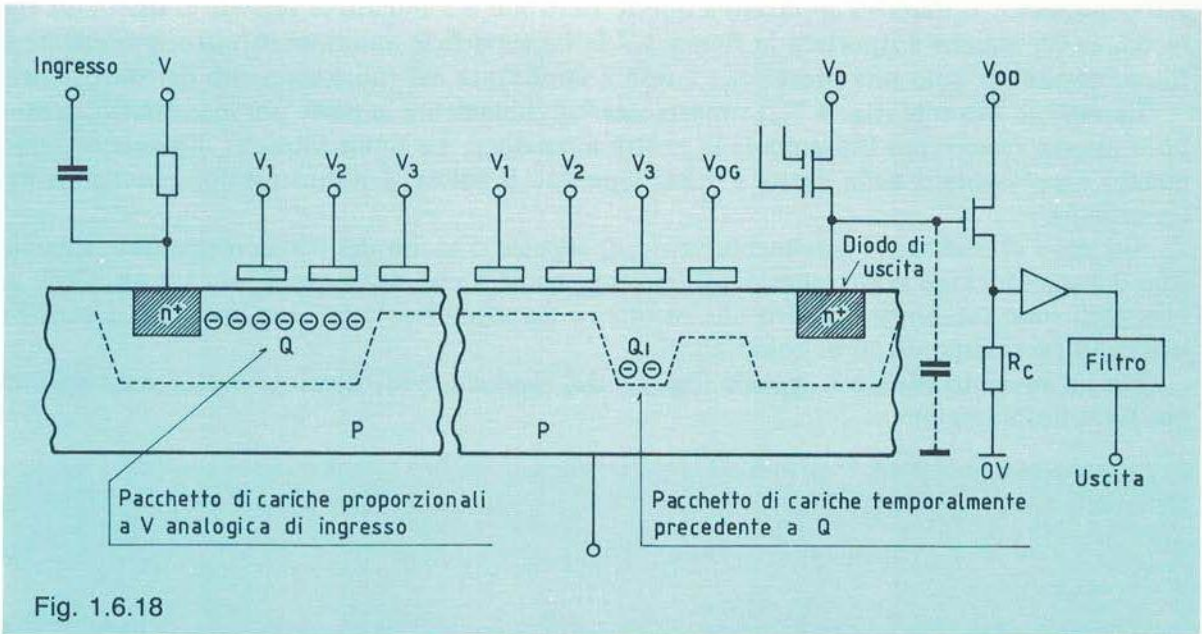


Fig. 1.6.18

Pertanto, essendo la tensione di ingresso variabile in quanto grandezza analogica, detta tensione sarà costituita da una componente di riposo  $V$ , sommata a quella variabile del segnale di ingresso. Eliminando il potenziale di alimentazione su  $P_1$ , le cariche in eccesso presenti si trasferiscono nel «pozzo» sottostante il diodo d'ingresso, mentre sotto  $P_2$  verranno bloccate le cariche in quantità proporzionale alla tensione di entrata.

Pertanto sotto  $P_2$  si accumula una carica di intensità variabile nel tempo con la legge di variazione della tensione entrate. La grandezza utile ai capi del carico  $R_c$  (fig. 1.6.18) si presenta come un segnale PAM con  $\Delta f$  pari alla metà della frequenza di clock, cioè di campionamento. Il tempo di ritardo introdotto dal sistema risulterà:

$$\tau = \frac{N_{\text{elementi}}}{f_{\text{clock}}}$$

Ecco quindi come il CCD possa, per esempio, essere utilmente impiegato come elemento di compressione dei segnali d.d.c. nelle camere Betacam, dove nel tempo di riga sono contenuti  $R - Y$  e  $B - Y$ .

Infatti il loro impiego consente, rispetto a memorie di altro tipo, consumi energetici assai limitati e quindi particolarmente apprezzati in telecamere che devono essere a basso consumo, come quelle impiegate in ENG.

### 1.7 Tubo di ripresa Trinicon

Il trinicon è un tubo da ripresa con diametro da 1", con filamento riscaldatore a 6,3 V. Una serie di 280 strisce filtranti verticali, rosse, verdi e blu, è sistemata di fronte allo strato fotoconduttivo del target.

Esso fornisce, in uscita, il segnale cromatico completo di luminanza, idoneo ad alimentare il preamplificatore della telecamera.

Un elettrodo conduttivo trasparente è interposto tra le serie di filtri *R*, *V*, *B* e lo strato fotoconduttivo. L'impulso applicato a questo elettrodo è sommato al segnale di uscita del trinicon, la cui sezione è riportata in figura 1.7.1. La superficie anteriore in vetro, precedente il filtro, costituisce solo una protezione e non è implicante nel funzionamento del trasduttore.

La sezione filtrante (fig. 1.7.2) rappresenta indubbiamente la parte più interessante del tubo e su essa fermeremo brevemente la nostra attenzione. Le unità filtranti, disposte secondo quanto rappresentato nella figura 1.7.3a, separano il colore dell'informazione luminosa nei tre primari.

Nel caso di una scena totalmente verde, il segnale d'uscita del trinicon risulterà presente solo durante il tempo di presenza dei filtri verdi, come si può notare in figura 1.7.3b. Così, se i soggetti sono totalmente rossi o blu, si otterrà un segnale solo in presenza delle minuscole strisce filtranti rispondenti ai colori citati.

Per un soggetto bianco il segnale (fig. 1.7.3c) risulterà evidentemente costante e continuo per tutta l'esplorazione.

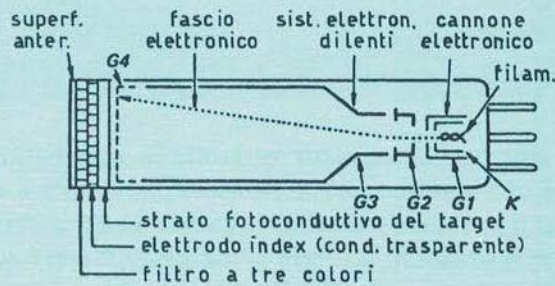


Fig. 1.7.1

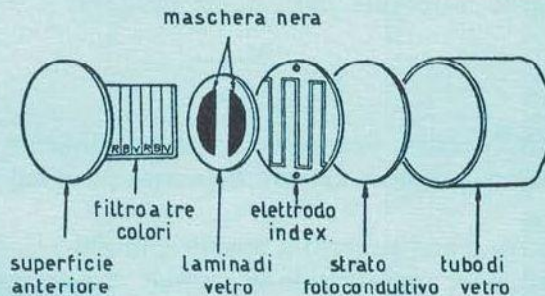


Fig. 1.7.2

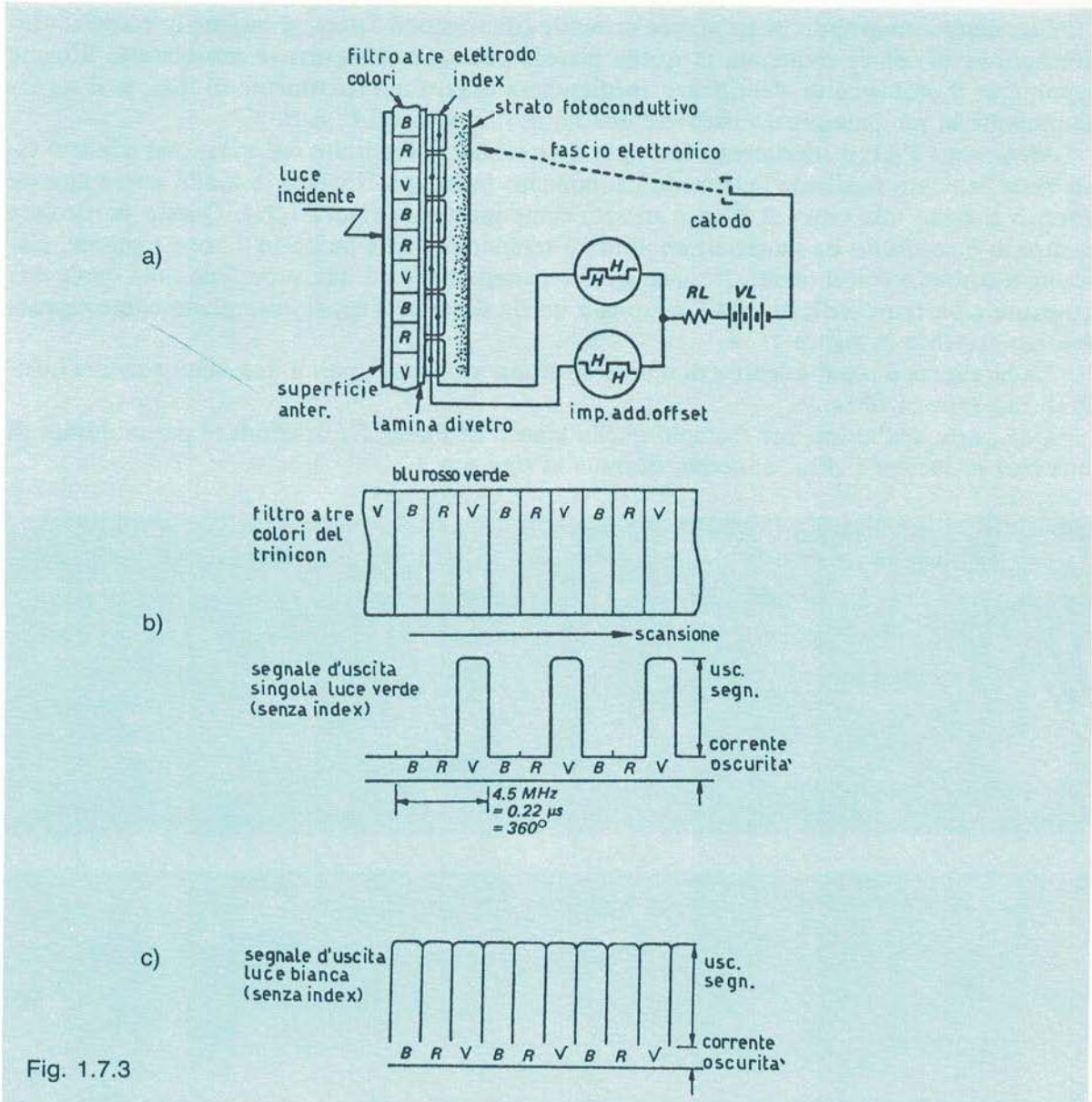


Fig. 1.7.3

Il numero di strisce distribuite verticalmente sul target determina, in funzione della velocità di scansione, la frequenza di ripetizione cromatica. In altre parole, poiché una terna elementare  $R, V, B$  dura  $0,22 \mu s$ , essa costituisce una grandezza con frequenza pari a:

$$\frac{10^9}{22} = 4,5 \text{ MHz} .$$

Questa frequenza, che definiamo impropriamente di sottoportante benché simile a quella trattata sino ad ora, risulta ad ampiezza variabile con «l'intensità» del colore, ossia non solo risulta modulata in ampiezza, ma in assenza di colore risulta assente.

## 1.7 TUBO DI RIPRESA TRINICON

Scandendo un gruppo di tre strisce primarie (dimensione  $5 \mu m$ ), si ottiene la completa informazione di colore contenuta in quella piccola porzione di superficie considerata. Rimane comunque il problema di identificare, mediante un opportuno riferimento di fase, se il segnale presente in un determinato istante è dovuto al primario  $R$ ,  $V$ , o  $B$ .

Mentre nel PAL il riferimento fasoriale è, come noto, costituito dal burst, nel trinicon esso viene ottenuto mediante l'elettrodo denominato **index**, posizionato in modo estremamente preciso rispetto alla terna di filtri a strisce, come mostra la figura 1.7.4. Questo particolare elettrodo è costituito da materiale conduttivo trasparente ed è inciso in 2 zone separate, ciascuna a contatto con il target. Praticamente è paragonabile ad una superficie sulla quale due strutture a barrette verticali, simili ognuna a quella di un pettine, si intercalano come rappresentato appunto in figura 1.7.4.

La larghezza di ogni «dente» di questa struttura a pettine è pari a una volta e mezza quella di una striscia filtrante.

Una parte dell'index, per esempio quella bianca di figura 1.7.5, conduce per la durata di una *riga n*, mentre l'altra, annerita, durante la *riga n + 1*.

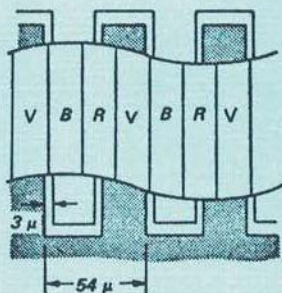


Fig. 1.7.4

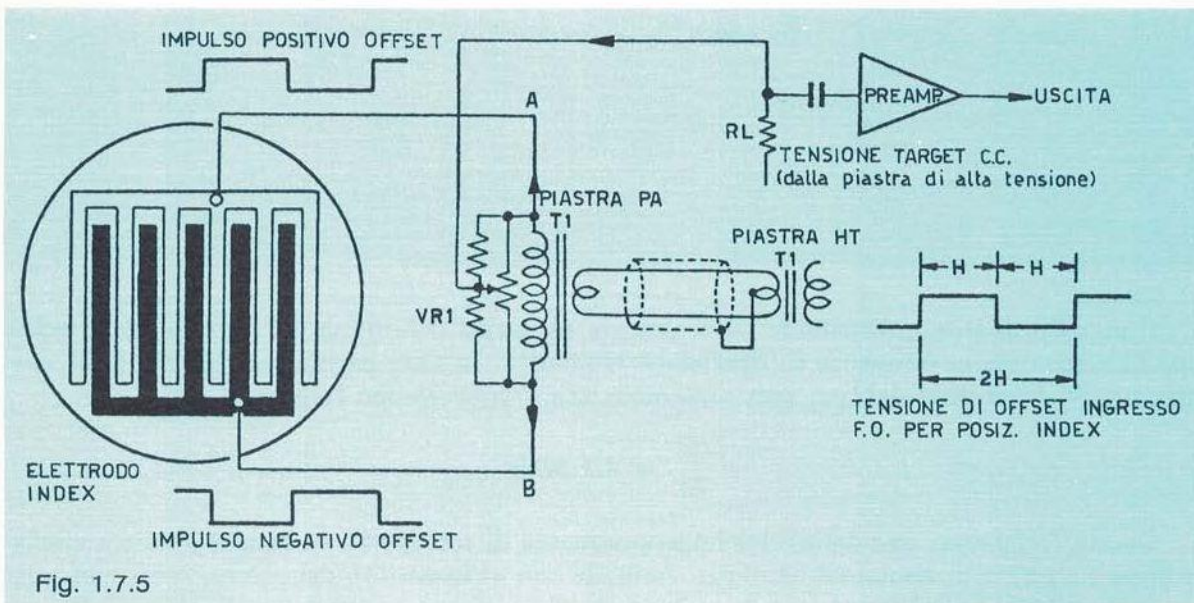


Fig. 1.7.5

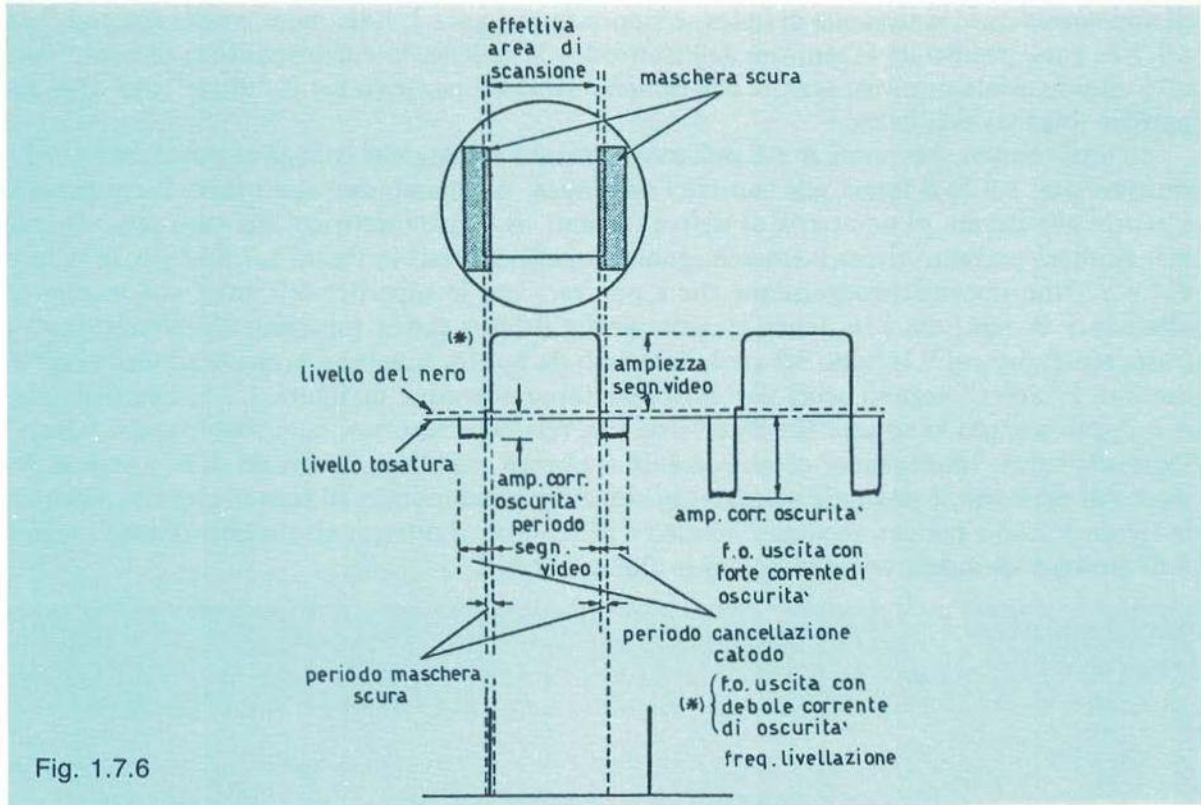


Fig. 1.7.6

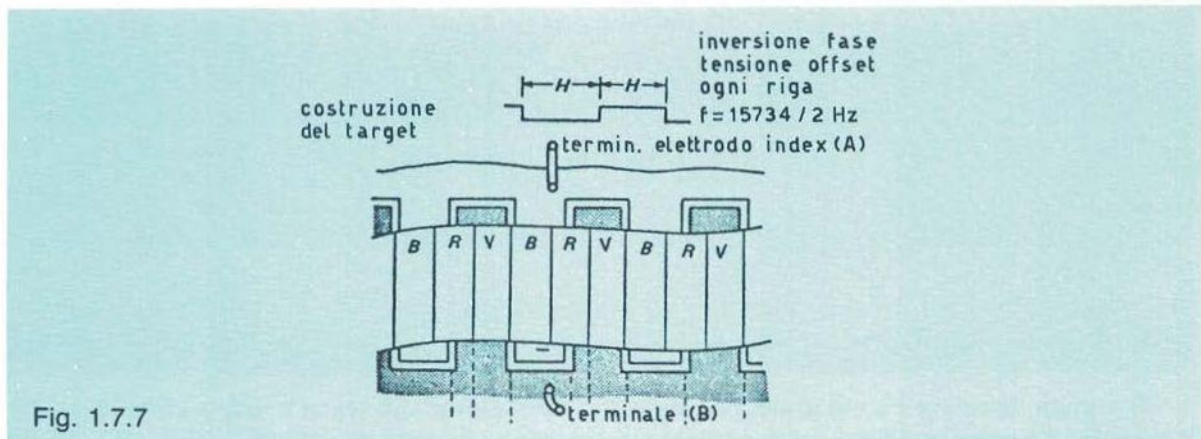


Fig. 1.7.7

Il funzionamento del vetrino denominato **black mask**, annerito nelle parti laterali, è illustrato in figura 1.7.6.

Osservando le figure 1.7.4 e 1.7.7, si può dedurre che le due superfici conduttive dell'index, in contatto con il target del vidicon, operano in modo da dare, per una riga esplorata, un segnale che si somma al potenziale base del target stesso mentre, per la riga successiva, esso si sottrae. Consideriamo infatti di inquadrare una superficie interamente verde, ed esploriamo con il pennello la riga  $n$  del target, supponendo che per quella riga sia in conduzione la superficie dell'index disegnata nera in figura 1.7.5. Il segnale elettrico che ne deriva, nel caso



di non considerare la tensione di index, è riportato in figura 1.7.8a, mentre nelle figure 1.7.8b e 1.7.8c sono presentate le tensioni dell'elettrodo. Si ottiene, in corrispondenza di ogni "dente", un potenziale positivo, mentre chiaramente risulterà negativo per il "dente" dell'altra superficie (bianca) dell'index.

In altri termini, nei punti *A* e *B* dell'avvolgimento bifilare che collega al potenziale di riferimento (fig. 1.7.5) il target alle superfici dell'index, otteniamo due alternanze, il cui periodo è eguale alla durata di una terna di strisce filtranti. Il segnale elettrico, nel caso preso in esame, risulterà pertanto rispettivamente eguale a quelli riportati in figura 1.7.8d-e per le righe *n* e *n + 1*. Non dimentichiamo infatti che è pur vero che le superfici dell'index conducono ad alternanza di riga, ma è da tener presente anche il fatto che la superficie di tale elettrodo è trasparente, per cui il segnale del verde (esempio da noi formulato) è presente sia nella riga *n*, durante i "denti" segnati scuri per chiarezza rappresentativa in figura 1.7.5, che nella riga *n + 1*, pur avendo la striscia filtrante verde una relazione fasoriale coincidente con i "denti" scuri dell'index. Impiegando, come vedremo tra breve, una linea di ritardo di  $64 \mu s$  come elemento di memoria, è possibile disporre, in coincidenza temporale, di segnali elettrici, riportati in figura 1.7.8d e per cui, mediante somma e differenza, si otterranno rispettivamente i segnali di croma e di index, come dimostra la figura 1.7.9.

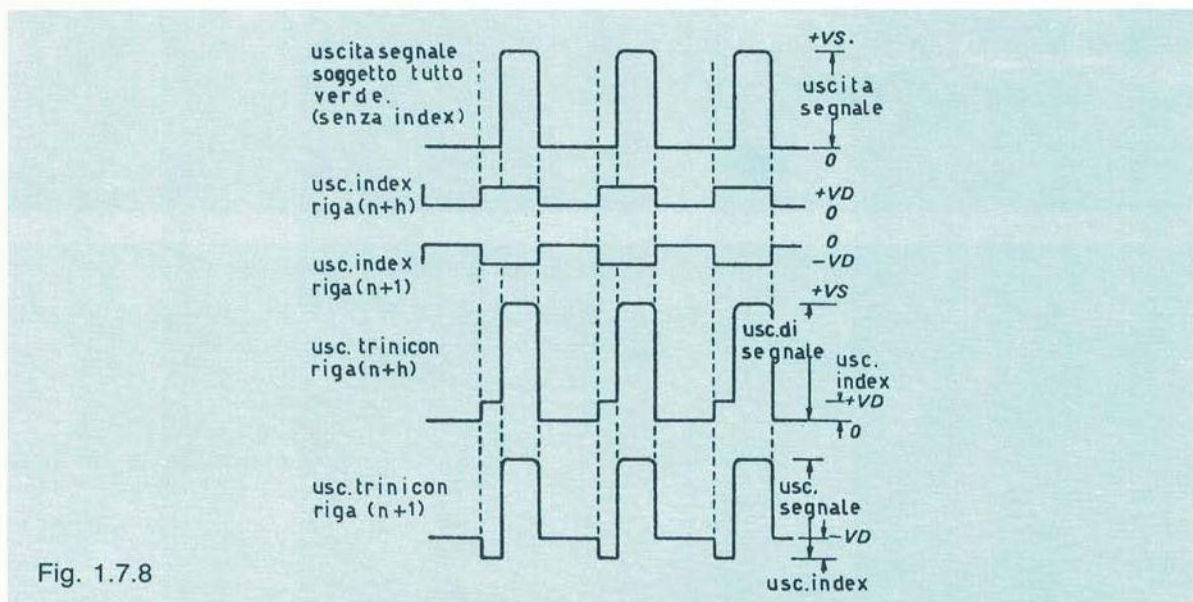


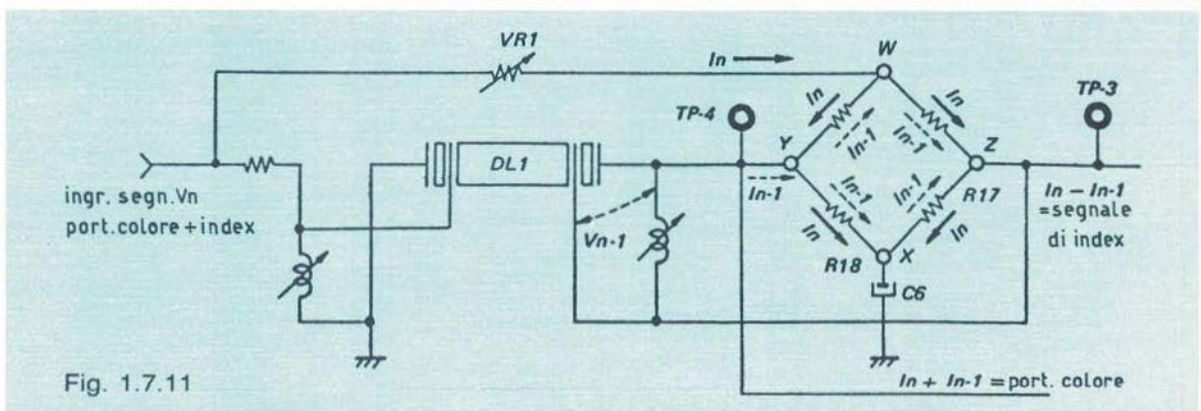
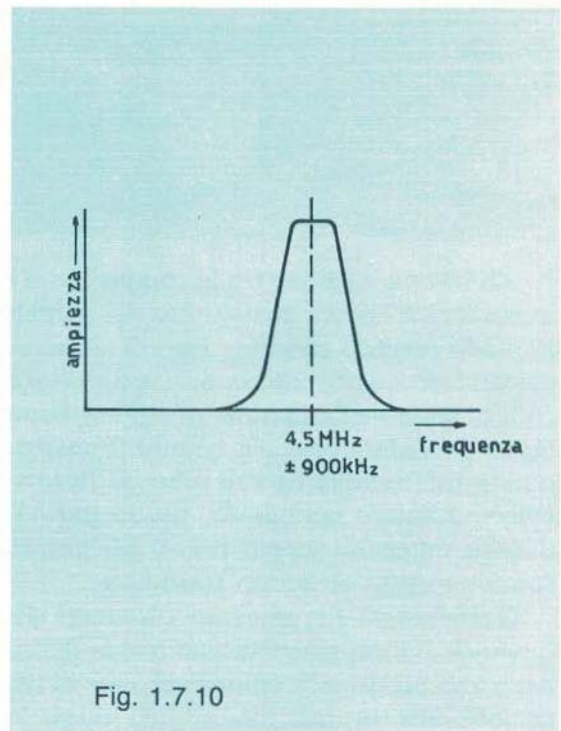
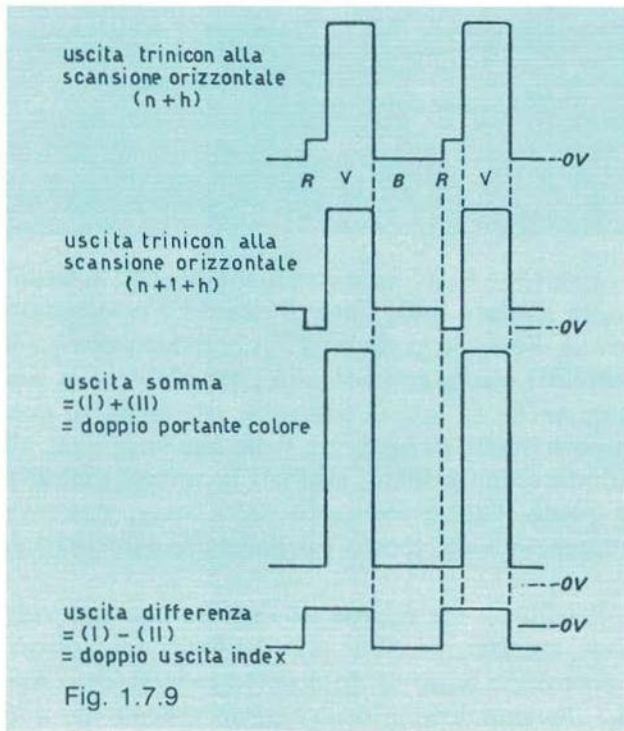
Fig. 1.7.8

Il segnale index verrà usato nel processo di elaborazione del segnale video uscente dal trinicon per liberare, mediante demodulazione sincrona, le componenti  $(R - Y)$  e  $(B - Y)$  del segnale stesso, in modo che, unitamente alla luminanza già disponibile, si possa attuare la codifica secondo le norme standard del sistema prescelto, per esempio PAL.

Altri termini, il segnale elettrico in uscita dal tubo trinicon contiene: la luminanza *Y*, la crominanza ed il segnale index; nell'apparato di ripresa che segue il trasduttore, occorre attuare la codifica dei segnali secondo le norme standard fissate dal sistema adottato, impiegando prima il segnale index indispensabile ad estrarre le informazioni d.d.c. La frequenza del segnale index, e quindi della componente cromatica, è di  $4,5 \text{ MHz}$ , considerando che nel periodo di riga sono contenute circa 280 terne di strisce filtranti; la separazione all'uscita del tri-

nicron tra il segnale di luminanza e quello cromatico avverrà con filtri; la figura 1.7.10 riporta la curva di risposta del passabanda per l'estrazione della componente cromatica, centrato ovviamente su  $4,5\text{ MHz}$  con banda  $\pm 900\text{ KHz}$ . Il dispositivo per la separazione del croma dal segnale index è riportato in figura 1.7.11; esso impiega, come segnalato, una linea di ritardo di  $64\ \mu\text{s}$ , la quale alimenta, unitamente al segnale diretto (proveniente dal filtro passabanda), il ponte resistivo, riferito a massa per la componente alternativa, mediante il condensatore  $C_6$ . Come si rileva facilmente dalla figura 1.7.11, nei punti di misura  $TP-3$  e  $TP-4$  si ottengono rispettivamente:

- il segnale index (punto  $Z$ ), poiché la componente ritardata  $I(n-1)$  percorre la  $R_{17}$  con segno opposto a quella diretta, dando luogo al segnale differenza;
- la somma delle due grandezze, ritardata e diretta, nel punto  $Y$ , ai capi di  $R_{18}$ .



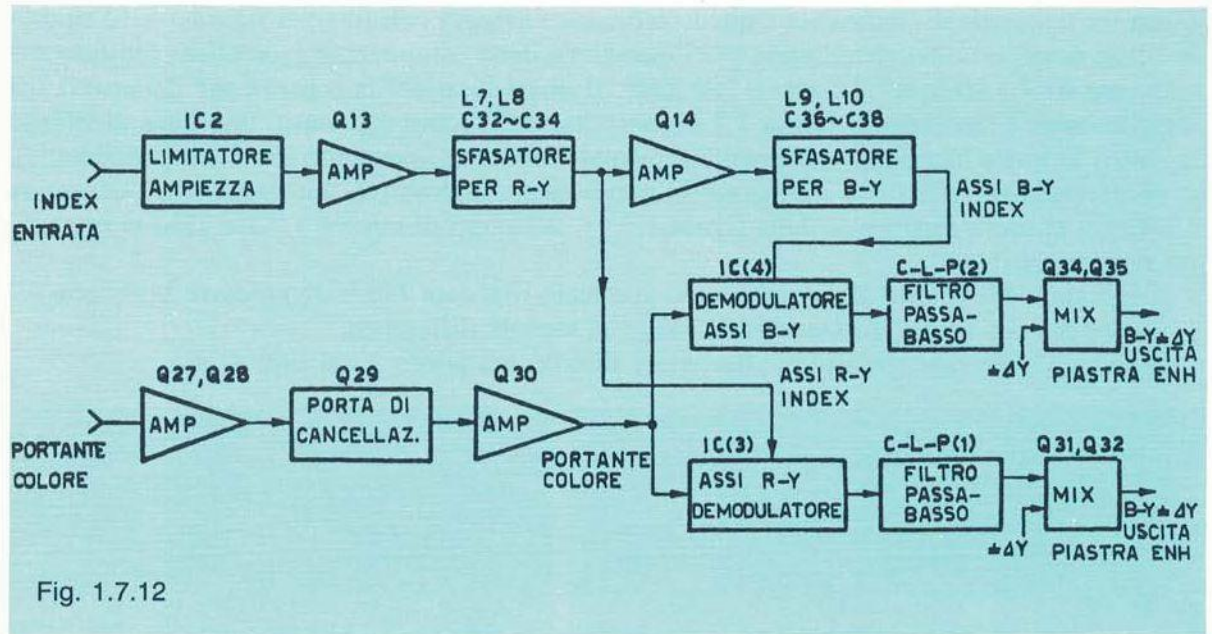


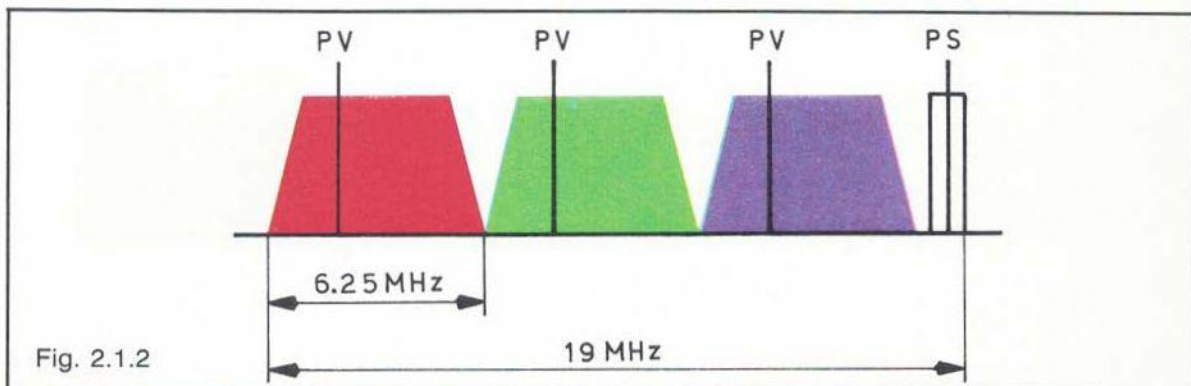
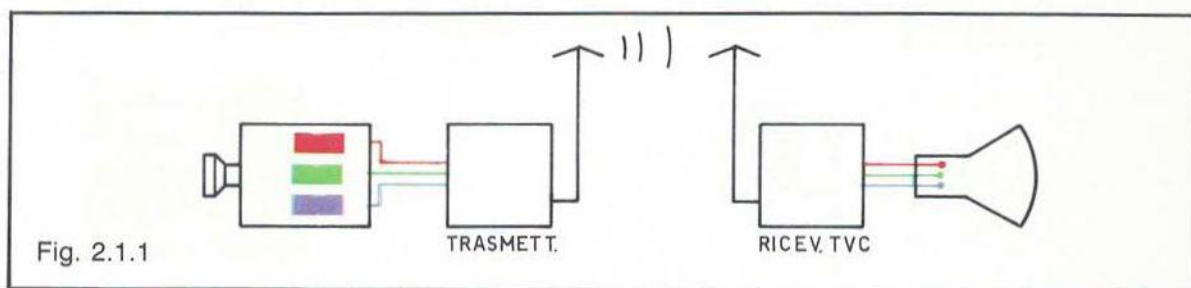
Fig. 1.7.12

La discriminazione tra le componenti ( $R - Y$ ) e ( $B - Y$ ) avviene con demodulatori sincroni in cui il riferimento è costituito dal segnale index liberato dalla linea di ritardo e posizionato in modo corretto con l'impiego di sfasatori, come dimostra la figura 1.7.12. Evidentemente il discorso su questo interessante trasduttore potrebbe essere approfondito, esaminando la sua collocazione nell'apparato di ripresa completo; anche in tale circostanza, riteniamo di non dover procedere oltre, in quanto il nostro scopo è quello di proporre nelle sue linee generali questo interessante tipo di tubo da ripresa, adottato con brillanti risultati in riprese mobili a colori. L'intero complesso, ma in particolar modo il tubo realizzato dalla Sony, meritava dunque un cenno seppur breve, per porre all'attenzione dei tecnici i principi fondamentali di funzionamento di questo trasduttore.

Terminiamo l'argomento rilevando come il trinicon sia adatto ad operare con notevole quantità di luce; presenta una buona definizione, mentre ripropone uno dei limiti del vidicon, ossia una persistenza ed una corrente di nero purtroppo sensibili. Inoltre, essendo il filtro rosso collocato tra due "denti" dell'index, la sua discriminazione risulta meno precisa che non quella per il blu ed il verde.

## 2.1 Compatibilità

I tre segnali elettrici corretti in gamma  $E_R^{\frac{1}{\gamma}}$ ,  $E_V^{\frac{1}{\gamma}}$ ,  $E_B^{\frac{1}{\gamma}}$ , che d'ora in poi, per comodità, citeremo senza l'esponente  $\frac{1}{\gamma}$  intendendo però implicita la correzione suddetta, potrebbero consigliarci di trasmettere tutta l'informazione in essi contenuta, senza preoccupazioni di larghezza di banda. Si potrebbe pensare, ad esempio, di inviare i tre suddetti segnali, via cavo, al cinescopio tricromico (fig. 2.1.1) che, come vedremo, ecciterebbe i propri fosfori in funzione dei segnali stessi, riproducendo le radiazioni trasmesse. Altra soluzione potrebbe essere quella di inviare le informazioni simultaneamente via radio impiegando 3 frequenze portanti, una per ogni informazione cromatica, utilizzando canali a larghezza di banda eguale a quella adottata nel bianco e nero, come riportato in figura 2.1.2.



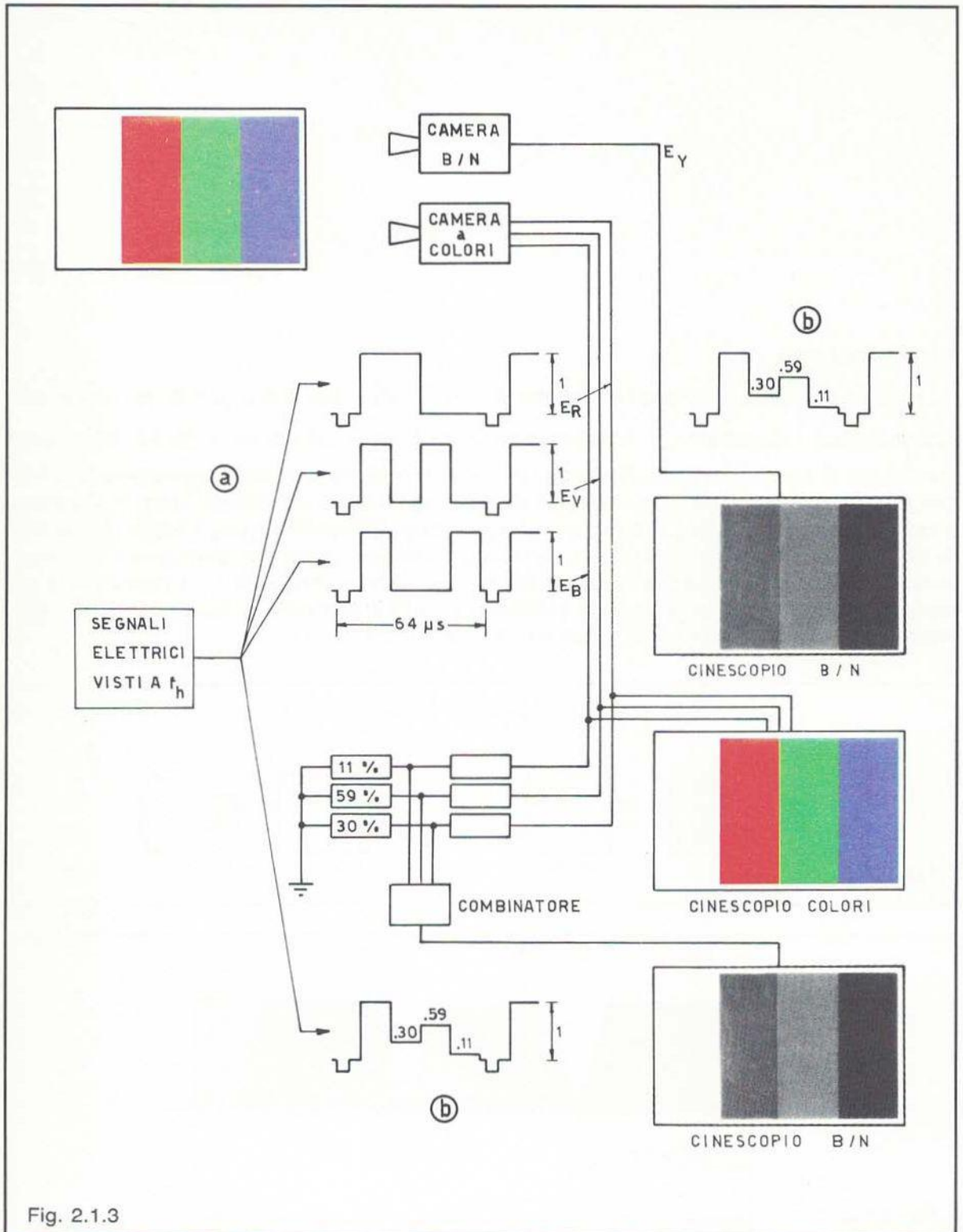


Fig. 2.1.3

Trasmettere in tali condizioni significherebbe, oltre che saturare rapidamente le già sovraccariche bande di frequenze assegnate alla TV, complicare enormemente il ricevitore che dovrebbe essere in grado di amplificare linearmente una larga banda di frequenze per poi rivelare su tre rivelatori distinti le tre informazioni corrispondenti ai tre colori, che dovrebbero successivamente essere amplificate per pilotare i cannoni elettronici del cinescopio tricromatico.

L'inconveniente più grave del sistema precedentemente descritto risiede però nel fatto che tale trasmissione potrebbe essere ricevuta esclusivamente dai possessori di televisori costruiti espressamente per ricevere soltanto i programmi a colori, mentre il possessore di un televisore in B.N. non avrebbe la possibilità di ricevere, anche se in BN, la trasmissione a colori, così come il possessore di un televisore a colori non potrebbe ricevere, col suo ricevitore, le normali trasmissioni in BN; in altre parole, le due trasmissioni non sarebbero compatibili. Il più grosso problema che si presentò ai tecnici americani del gruppo NTSC fu perciò quello della compatibilità. Per compatibilità si intende quindi la possibilità di un ricevitore BN di funzionare regolarmente, anche se ovviamente in bianco-nero, con le trasmissioni a colori e la possibilità di un ricevitore a colori di ricevere e riprodurre, naturalmente in bianco-nero, le trasmissioni monocromatiche, senza dover apportare agli stessi alcuna modifica.

Per rendere compatibili i due tipi di trasmissione è necessario innanzitutto formare un segnale di luminanza avente le stesse caratteristiche di quello ormai ben noto nella tecnica del BN, e sovrapporre ad esso, con minore interferenza reciproca possibile, l'informazione aggiuntiva, che esprime la cromaticità della scena ripresa.

Tutto questo deve avvenire senza alterare la larghezza di banda assegnata al normale segnale video.

In altri termini si dovrà, come prima cosa, attuare la condizione riportata in figura 2.1.3 dove due telecamere, una in BN e l'altra a colori, inquadrano un cartello in cui sono riportate le tre radiazioni primarie ed il bianco di riferimento.

La telecamera BN genererà, in virtù della curva di risposta del tubo da ripresa e della riflessione selettiva degli oggetti illuminati costituenti la scena, un segnale di luminanza a quattro livelli, 100%, 30%, 59%, 11% che, inviato su un normale cinescopio, ovviamente BN, consentirà la visione di 4 barre, di cui la prima bianca e le altre con tre gradazioni di grigio.

La telecamera a colori libererà 3 segnali contemporanei unitari durante la barra bianca e tre segnali unitari, spostati nel tempo e dovuti rispettivamente alle barre rossa, verde e blu.

Infatti, pur avendo i tubi di ripresa delle due telecamere risposte spettrali eguali (esse possono essere equipaggiate con tubi dello stesso tipo), ricordiamo come nella telecamera a colori intervengano le curve di mescolanza come visto nel paragrafo 1.5, per cui in uscita dagli amplificatori che seguono i tubi di ripresa si ottengono per il bianco 3 segnali unitari.

Pertanto i segnali elettrici, sempre osservati a frequenza di riga e rappresentati in figura 2.1.3, possono alimentare direttamente, previa amplificazione, il cinescopio tricromatico; abbiamo supposto, per semplicità, di aver adottato, come mezzo di trasmissione, il cavo coassiale.

L'immagine sul cinescopio a colori risulterà ancora costistuita da una barra bianca seguita dalla rossa, verde e blu. Sarà l'occhio dell'osservatore a scegliere, per quanto riguarda i tre primari, i contributi di luminanza dovuti.

Volendo ricavare dai segnali elettrici primari il segnale di luminanza, necessario per soddisfare il principio di compatibilità, bisogna ottenere, mediante matrice rispondente ai coefficienti  $0,3 - 0,59 - 0,11$ , i tre segnali che, inviati miscelati al cinescopio BN, danno una immagine eguale a quella che si è ottenuta mediante la ripresa con telecamera monocroma. Per

## 2.1 COMPATIBILITÀ

quanto riguarda la luminanza, abbiamo cioè sostituito le proprietà discriminatrici dovute alla curva di risposta del tubo di ripresa (telecamera BN), con una matrice la quale, mediante una combinazione lineare dei primari (telecamera colori), fornisce ancora un segnale di luminanza identico al BN.

A titolo di esempio, per chiarire ulteriormente la formazione del segnale di luminanza  $Y$  comune alla TVM e alla TVC, osserviamo ancora la figura 2.1.3, accompagnando tale osservazione con alcune puntualizzazioni.

Il livello di grigio equivalente a ciascun colore è, come si è già visto, adattato alla curva di sensibilità dell'occhio umano, ossia è il valore di luminosità resa da quel colore. Di conseguenza se viene prelevata, dal segnale in uscita dalla telecamera, una percentuale di tensione eguale alla percentuale di sensibilità dell'occhio umano per un determinato colore, si potrà ottenere un segnale analogo a quello ottenuto da una telecamera in BN.

Facciamo un esempio per il colore verde: la curva di sensibilità dell'occhio umano dice che, a livello del verde, la resa luminosa è del 59%. Dalla telecamera in BN si otterrà una tensione di  $0,59V$  (stabilendo il valore massimo  $1V$  a livello bianco).

Dal tubo di ripresa del verde, in virtù delle curve di miscelazione FCC, sarà disponibile  $1V$  (colore saturo a massima luminanza) e, di conseguenza, sarà sufficiente, per ottenere la stessa informazione di luminanza precedente, prelevare il segnale  $Y$  relativo mediante partizione in ragione del 59% ossia  $0,59V$ . Avremo generato quindi un segnale analogo a quello ottenuto da una telecamera monocromatica.

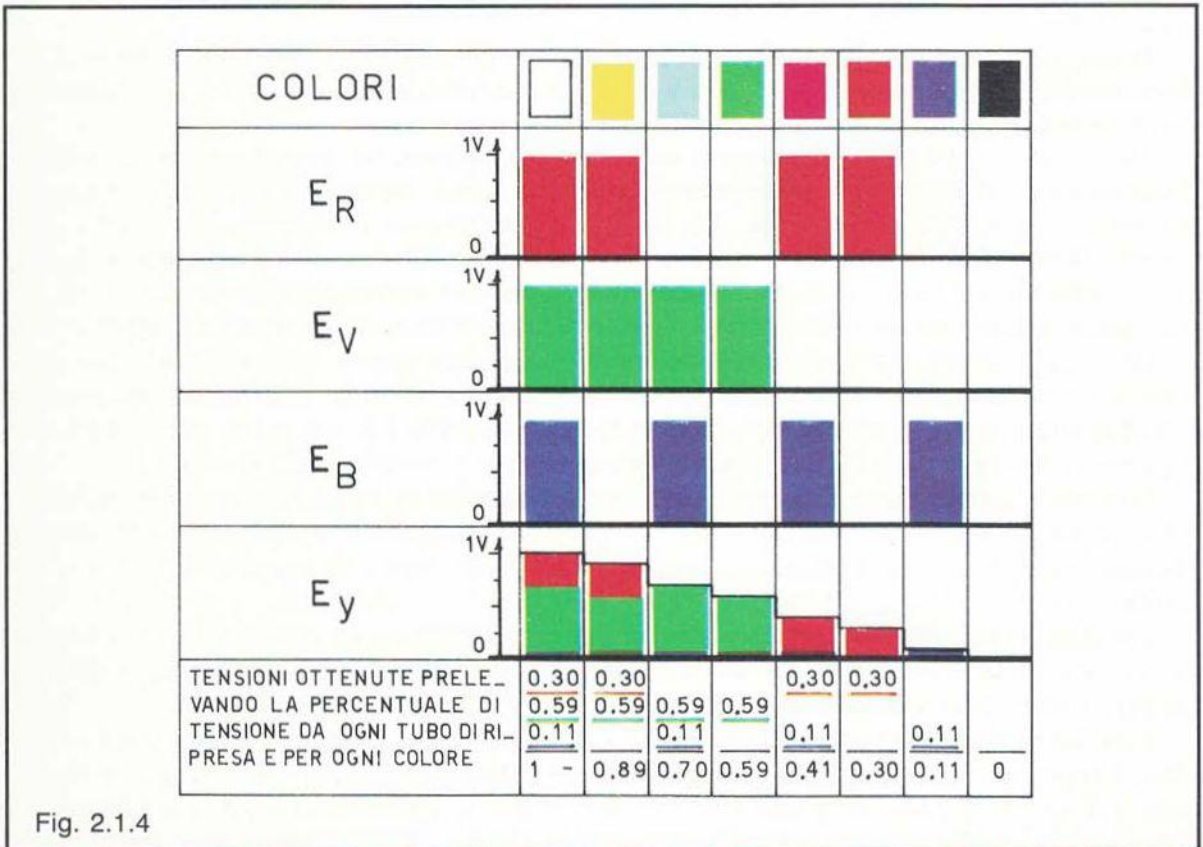


Fig. 2.1.4

Tale principio è valido per tutti i colori, siano essi primari, complementari o il bianco; infatti, nel caso del bianco, la telecamera in BN esce con livello di tensione  $1V$ , mentre la telecamera a colori esce con livello  $1V_R + 1V_V + 1V_B$  che, se sommati tra loro, darebbero luogo ad una tensione di  $3V$  totali.

Utilizzando invece il principio esposto precedentemente, dobbiamo prelevare, da ogni singola uscita, soltanto le percentuali corrispondenti alla curva di sensibilità dell'occhio umano ai tre colori primari, che sono, come già chiarito, del 30% per il rosso, del 59% per il verde e dell'11% per il blu, ottenendo  $0,30V_R + 0,59V_V + 0,11V_B = 1V$ , esattamente corrispondente all'uscita della telecamera monocromatica.

Come già segnalato, il ragionamento è valido anche per qualsiasi altro colore, come è chiaramente visibile in figura 2.1.4.

Questo tipo di segnale ricostruito, analogo a quello ottenuto da una telecamera in BN, è detto segnale  $Y$  e contiene le informazioni della luminosità relativa alla radiazione, quindi verrà utilizzato in trasmissione come il normale segnale video BN, ossia andrà a modulare in ampiezza la portante video ed occuperà la medesima larghezza di banda di  $5\text{ MHz}$  necessaria per trasmettere tutte le informazioni utili alla ricostruzione dell'immagine.

Il complementare del verde è il magenta, formato per combinazione additiva di rosso e blu; dalla figura 2.1.5 osserviamo infatti che, in corrispondenza di tale colore, vi è segnale unitario in uscita dai tubi di ripresa rosso e blu mentre il verde è interdetto (colonna V). Il segnale  $V_y$  dovuto al magenta risulta di  $0,41$ , di cui  $0,30$  è il contributo fornito dal rosso e  $0,11$  dal blu. La gradinata pertinente al segnale di luminanza, ricavata con la sequenza di barre colorate al 100% e massima luminosità, riportata in figura 2.1.5, non è lineare e non va confusa con la «scala dei grigi» trasmessa in BN.

È bene quindi non impiegare tale segnale elettrico per il controllo della linearità degli amplificatori video, se non tenendo conto di tale condizione. Un primo passo verso l'attuazione del principio di compatibilità è stato compiuto stabilendo che la componente di luminanza, eguale sia nel caso di trasmissione BN che a colori, viene ricavata mediante matrice nella trasmissione a colori. In tal caso quindi un segnale sicuramente da trasmettere è quello  $Y$  di luminanza, il quale consentirà un regolare funzionamento anche dei ricevitori BN.

Si tratta ora di completare il suddetto segnale con l'informazione televisiva. Ovviamente i ricevitori BN continueranno ad utilizzare il solo segnale  $Y$ , non essendo in grado di utilizzare il segnale elettrico che dovrà rappresentare l'informazione cromatica. Tale segnale dovrà comunque non solo interferire il meno possibile con quello di luminanza, ma dovrà anche essere contenuto nella stessa banda di frequenza occupata appunto dal segnale di luminanza stesso.

I segnali di uscita dalla telecamera però contengono non solo le informazioni relative alla luminosità, ma anche quelle di tinta e saturazione che costituiscono l'informazione di cromaticità. Sottraendo dal segnale in uscita di ogni singolo tubo ( $E_R, E_V, E_B$ ) la tensione del segnale di luminanza, ciò che rimane sarà appunto un segnale elettrico che rappresenta la cromaticità, in quanto a luminanza nulla.

I segnali così ricavati vengono denominati **segnali di differenza di colore** ( $R - Y$ ), ( $B - Y$ ), ( $V - Y$ ), che per comodità abbrevieremo con la sigla d.d.c.

Riprenderemo l'argomento parlando dei processi di codifica; per ora concludiamo il discorso sulla compatibilità dicendo che, in ossequio a tale principio, nel caso di trasmissioni a colori dovremo disporre di:

- un segnale di luminanza: utilizzato dai ricevitori TVM e TVC
- due segnali d.d.c.: utilizzati dai soli ricevitori TVC



## 2.2 PRINCIPIO DELLA LUMINANZA COSTANTE

perché, come accennato al paragrafo 1.4 e come dimostreremo, delle tre informazioni d.d.c. è sufficiente trasmetterne due, ricavando la terza in ricezione.

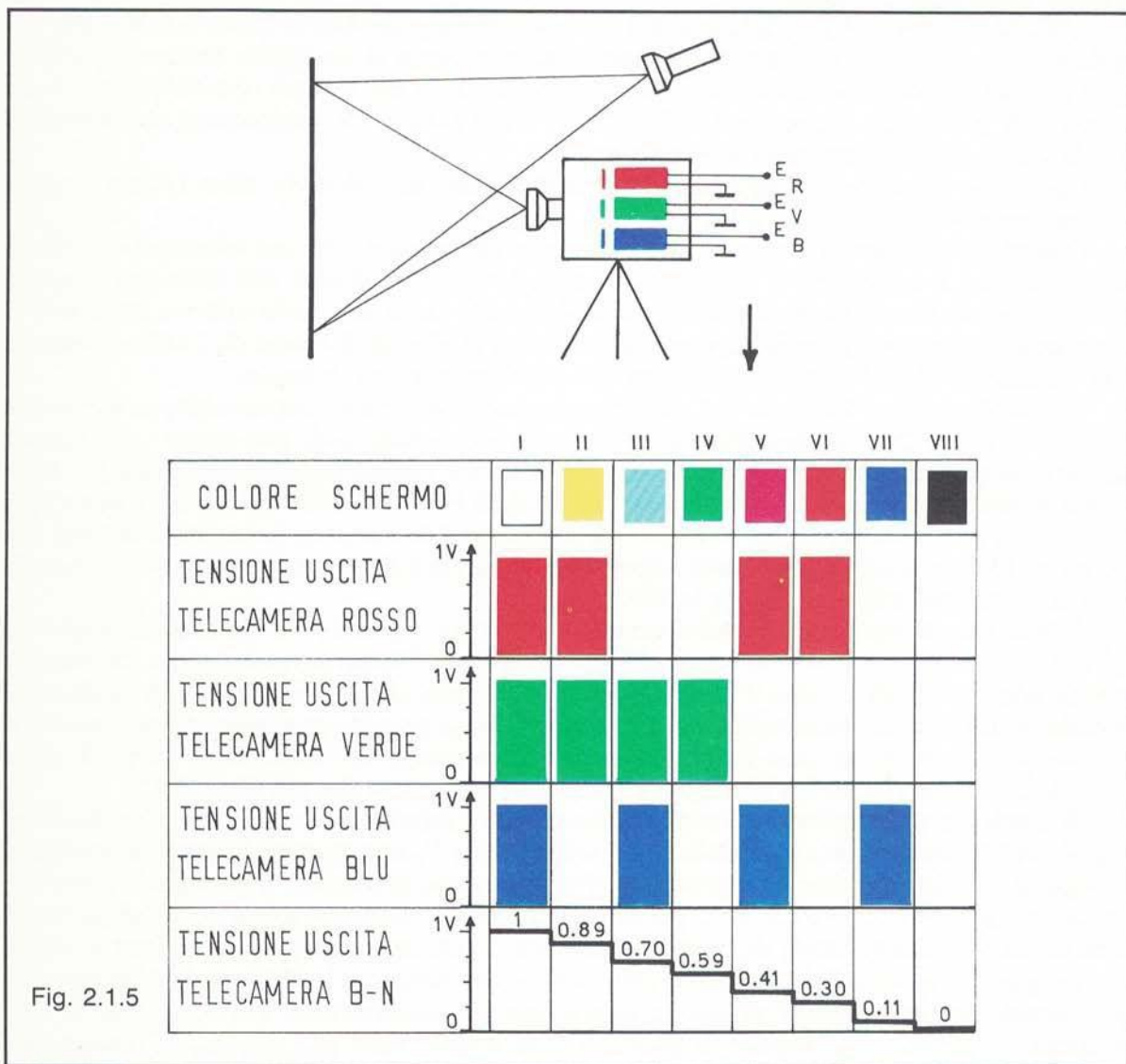


Fig. 2.1.5

### 2.2 Principio della luminanza costante

Oltre a soddisfare il principio della compatibilità, un altro valido motivo che consiglia la trasformazione dei primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$  nelle componenti di luminanza e cromaticità è basato su una regola generale, definita come **principio della luminanza costante**.

Tale principio, soddisfatto appieno in un sistema lineare di trasmissione-ricezione, viene seguito allorché i segnali che costituiscono l'informazione di colore non influenzano la luminanza dell'immagine riprodotta. In altri termini la luminanza riprodotta rimane costante qua-

lunque sia la variazione che può subire l'informazione di colore.

I segnali trasmessi, ossia  $(R - Y)$ ,  $(B - Y)$ ,  $(Y)$  soddisfano a tale principio i cui effetti positivi sono apprezzabili principalmente nel ricevitore, dove si riscontra pertanto un miglioramento del rapporto segnale/disturbo. A titolo di esempio supponiamo di trasmettere un colore:

$$C = 0,7 R + 0,4 V + 0,5 B$$

Il segnale di luminanza risulterà:

$$E_Y = 0,7 \cdot 0,3 + 0,59 \cdot 0,4 + 0,5 \cdot 0,11 = 0,5$$

mentre i segnali d.d.c.:

$$E_{(R-Y)} = 0,7 - 0,5 = 0,2$$

$$E_{(B-Y)} = 0,5 - 0,5 = 0$$

Sommando ora  $0,1 V$  di tensione rumore al solo croma, questi ultimi segnali assumono i valori:

$$E_{(R-Y)} = 0,2 + 0,1 = 0,3$$

$$E_{(B-Y)} = 0 + 0,1 = 0,1$$

In ricezione i tre segnali primari risultano pertanto:

$$E_R = 0,3 + 0,5 = 0,8$$

$$E_B = 0,1 + 0,5 = 0,6$$

$$E_V = E_Y - 0,51 E_{(R-Y)} - 0,19 E_{(B-Y)} = 0,33$$

La luminanza ricevuta e calcolata quindi in base ai nuovi primari risulterà:

$$E_P = 0,3 \cdot 0,8 + 0,59 \cdot 0,33 + 0,6 \cdot 0,11 = 0,5$$

Come si può notare la luminanza non è variata affatto, poiché su di essa risulta nullo l'effetto complessivo dei segnali d.d.c. inficiati dal rumore. Essi agiscono esclusivamente sulla cromaticità dell'immagine riprodotta a cui l'occhio è meno sensibile e non come variazione di luminanza, dove la sensibilità dell'occhio stesso è maggiore.

In altri termini un disturbo presente per esempio nella parte alta dello spettro, dove cioè siano trasposti i segnali di cromaticità, risulta per la loro fine struttura poco visibile.

Dopo separazione della componente di luminanza, questi segnali vengono ritrasposti in banda base unitamente al segnale disturbante presente nel croma, per cui quest'ultimo, dal campo di frequenze alte, viene riportato in quello delle basse frequenze e permane come effetto disturbante sui segnali di cromaticità.

Se questi influenzassero la luminanza, il disturbo si manifesterebbe anche su tale grandezza e, data la sua bassa frequenza (dovuta alla trasposizione del segnale cromatico), risulterebbe molto visibile, con conseguente peggioramento del rapporto segnale/disturbo.

Da notare che i segnali primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$  contengono comunque il disturbo a cui accennato ma, secondo il principio enunciato, esso è correlato in modo da influenzare la sola cromaticità e non la luminanza del segnale riprodotto.

Infatti osservando separatamente le tre immagini rispondenti ai primari, ognuna appare, in presenza di rumore, maggiormente disturbata che non l'immagine composta dalla loro sovrapposizione.

### 2.3 Correzione del gamma

Il segnale video in uscita dai tre canali  $R$ ,  $V$ ,  $B$  viene corretto in gamma; se necessario esiste una preventiva correzione di pre-gamma che porta tutti i trasduttori alla condizione di  $\gamma = 1$ .

Tale segnale è quindi espresso dalla relazione:

$$E'_Y = 0,3E_R^{\frac{1}{\gamma}} + 0,59E_V^{\frac{1}{\gamma}} + 0,11E_B^{\frac{1}{\gamma}} \quad [1]$$

Detto segnale sarà trasmesso e, in ricezione, verrà nuovamente liberato e sommato ai segnali d.d.c. per ripristinare, mediante combinazioni lineari, i primari originali.

L'effettiva luminanza corretta in gamma dovrebbe invece rispondere all'espressione:

$$E''_Y = (0,3E_R + 0,59E_V + 0,11E_B)^{\frac{1}{\gamma}} \quad [2]$$

Ora la [1] non è assolutamente uguale alla [2] e le differenze sono tanto più sentite quanto più il colore originale è vicino ad una radiazione primaria, mentre per il bianco o per un grigio le due espressioni si uguagliano in quanto  $R = V = B$ .

Poiché è bene poter mantenere, in ricezione, combinazioni lineari tra il segnale di luminanza e i segnali d.d.c., è chiaro che nel caso di trasmissioni TVC la correzione di gamma risponderà alla [1], con conseguente corretto rapporto tra i primari ed un errore sul segnale di luminanza, che è meno grave e perciò tollerabile.

Nel caso della TVM la non linearità del completo sistema trasmissione-ricezione comporta una non corretta scala dei grigi, per cui nella realtà non si riscontrano gravi anomalie anche se la correzione del gamma è errata o, addirittura, assente ed il tutto si traduce in un livellamento, a bassi valori luminosi, delle varie tonalità di grigio. Ciò significa che diventa incerta la discriminazione tra livelli di grigio scuro, i quali si confondono in un'unica superficie nera.

Nella trasmissione TVC la non linearità si traduce in rapporti errati tra i primari che danno luogo, per combinazione additiva sul cinescopio, a tutte le tinte contenute nel triangolo cromatico.

A titolo di esempio, dovendo riprodurre un giallo verdastro, dove il rapporto di trasmissione è 2:1 a favore del verde, in ricezione, senza correzione di gamma, si ottiene una compressione del rosso ed un'enfasi per il verde con conseguente risultato di ottenere una tinta molto vicina al verde. Il fenomeno di non linearità comporta quindi una infedeltà nella riproduzione cromatica. La correzione che si impone sia nel caso di TVM che di TVC, potrebbe teoricamente essere introdotta in ricezione mediante amplificatori non lineari ma, ovviamente, si preferisce attuarla una sola volta in trasmissione. Ciò comporta altresì un miglioramento del rapporto segnale/disturbo e proprio nelle aree a luminanza minore.

Nel caso di una ripresa televisiva a colori, il problema della correzione del gamma assume, come già rilevato, aspetti decisamente più marcati che nel bianco e nero, poiché ad una infedeltà di trasmissione della luminanza totale, si aggiunge una variazione di cromaticità, in quanto viene falsato il rapporto tra i primari impiegati.

Solo trasmettendo il bianco di riferimento, i risultati sono identici a quelli ottenuti nella trasmissione del bianco e nero.

Trasmettendo, ad esempio, un colore ciano bluastro costituito da:

$$V_V = 0,5 \quad \text{e} \quad V_B = 0,8$$

in ricezione le tensioni primarie al cinescopio, senza correzione di gamma, risultano:

$$V_V = (0,5)^2 K = 0,25 K$$

$$V_B = (0,8)^2 K = 0,64 K$$

dove  $K$  è una costante.

I rapporti di trasmissione e ricezione valgono pertanto rispettivamente:

$$\frac{V_V}{V_B} = \frac{0,5}{0,8} \approx 0,62; \quad \frac{V_V}{V_B} = \frac{0,25}{0,64} \approx 0,38$$

Otterremo cioè, sul cinescopio, un colore differente sia come luminanza sia come cromaticità.

Di qui l'utilità, soprattutto nella trasmissione di un segnale a colori, dell'introduzione della correzione del gamma, intendendo con tale termine identificare l'esponente della caratteristica di trasduzione ( $I_K / V_G$ ) del cinescopio, al disopra, ovviamente, del valore di interdizione.

In altri termini, se portiamo su un diagramma con scale logaritmiche i valori delle luminanze  $Y'$  ottenute sul cinescopio in funzione delle luminanze  $Y$  della scena trasmessa, il gamma definirà la pendenza della curva così ottenuta ed esprimibile con la relazione:

$$\gamma = \frac{d(\log Y')}{d(\log Y)} \quad [3]$$

La [3] esprime appunto la pendenza della totale caratteristica di trasduzione, luminanza ripresa-luminanza riprodotta, in diagramma log-log, pendenza che può variare da punto a punto della caratteristica stessa.

La correzione introdotta in trasmissione, nel caso del colore, provvede a modificare la caratteristica del tubo di ripresa in modo complementare a quella di ricezione adottando, come valore correttivo,  $\frac{I}{\gamma} = \frac{I}{2,2} = 0,45$ , come accennato nel 1° volume.

Prendendo ora in considerazione una telecamera a tre tubi di ripresa, abbiamo visto come, per consentire in ricezione una matrice che attui semplici combinazioni lineari, si trasmettano i primari, ognuno corretto in gamma, per cui il segnale di luminanza risulterà diverso da quello ottenibile correggendo in gamma il medesimo, dopo la sua formazione mediante i ben noti coefficienti  $0,3 / 0,59 / 0,11$ .

L'errore introdotto sulla luminanza trasmessa è espresso dal rapporto:

$$K_y = \left( \frac{E'_y}{E_y} \right)^\gamma = \frac{(0,3 R^{\frac{1}{\gamma}} + 0,59 V^{\frac{1}{\gamma}} + 0,11 B^{\frac{1}{\gamma}})^\gamma}{0,3R + 0,59 V + 0,11 B} \quad [4]$$

errore tanto maggiore quanto maggiore è la saturazione del colore.

La conseguenza dell'errore  $K_y$  si traduce praticamente in una errata luminanza sui ricevitori bianco e nero ed in una diminuzione di dettaglio su elementi d'immagine colorati, su tutti i ricevitori, siano essi a colore che bianco e nero.

Infatti, dividendo numeratore e denominatore per  $E_R + E_V + E_B$  e ricordando che le coordinate cromatiche  $r, v, b$  rappresentano il rapporto tra un primario e la loro somma

### 2.3 CORREZIONE DEL GAMMA

(paragrafo 1.4), si ottiene:

$$K_y = \frac{0,3r^{\frac{1}{\gamma}} + 0,59v^{\frac{1}{\gamma}} + 0,11b^{\frac{1}{\gamma}}}{0,3r + 0,59v + 0,11b} \quad [5]$$

che è rappresentato appunto dalla sola cromaticità.

Risolviendo la [4] per i tre primari saturi e per il bianco, adottando un  $\gamma = 2,2$ , si ottengono infatti gli errori percentuali:

$$\begin{array}{l} \text{Rosso} \\ V_R = 1 \\ V_B = 0 \\ V_V = 0 \end{array} \left| \begin{array}{l} K_y = 100 \frac{(0,3 V_R^{\frac{1}{\gamma}})^{\gamma}}{0,3 V_R} = 100 \frac{0,3^{\gamma} V_R}{0,3 V_R} = \\ \\ = 100 \frac{0,3^{\gamma}}{0,3} = 100 \cdot 0,3^{\gamma-1} = 23\% \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} \text{Verde} \\ V_R = 0 \\ V_B = 0 \\ V_V = 1 \end{array} \left| \begin{array}{l} K_y = 100 \frac{(0,59 V_V^{\frac{1}{\gamma}})^{\gamma}}{0,59 V_V} = 100 \frac{0,59^{\gamma} V_V}{0,59 V_V} = \\ \\ = 100 \cdot 0,59^{\gamma-1} = 53\% \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} \text{Blu} \\ V_R = 0 \\ V_B = 1 \\ V_V = 0 \end{array} \left| \begin{array}{l} K_y = 100 \frac{(0,11 V_B^{\frac{1}{\gamma}})^{\gamma}}{0,11 V_B} = 100 \frac{0,11^{\gamma} V_B}{0,11 V_B} = \\ \\ = 100 \cdot 0,11^{\gamma-1} = 7\% \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} \text{Bianco} \\ V_R = 1 \\ V_B = 1 \\ V_V = 1 \end{array} \left| \begin{array}{l} H = 100 \frac{(0,3 + 0,59 + 0,11)^{\gamma}}{0,3 + 0,59 + 0,11} = 100 \frac{1^{\gamma}}{1} = 100\% \end{array} \right.$$

Notiamo come, per esempio per un blu saturo, la luminanza effettiva si riduce al 7% mentre è corretta solo per il bianco.

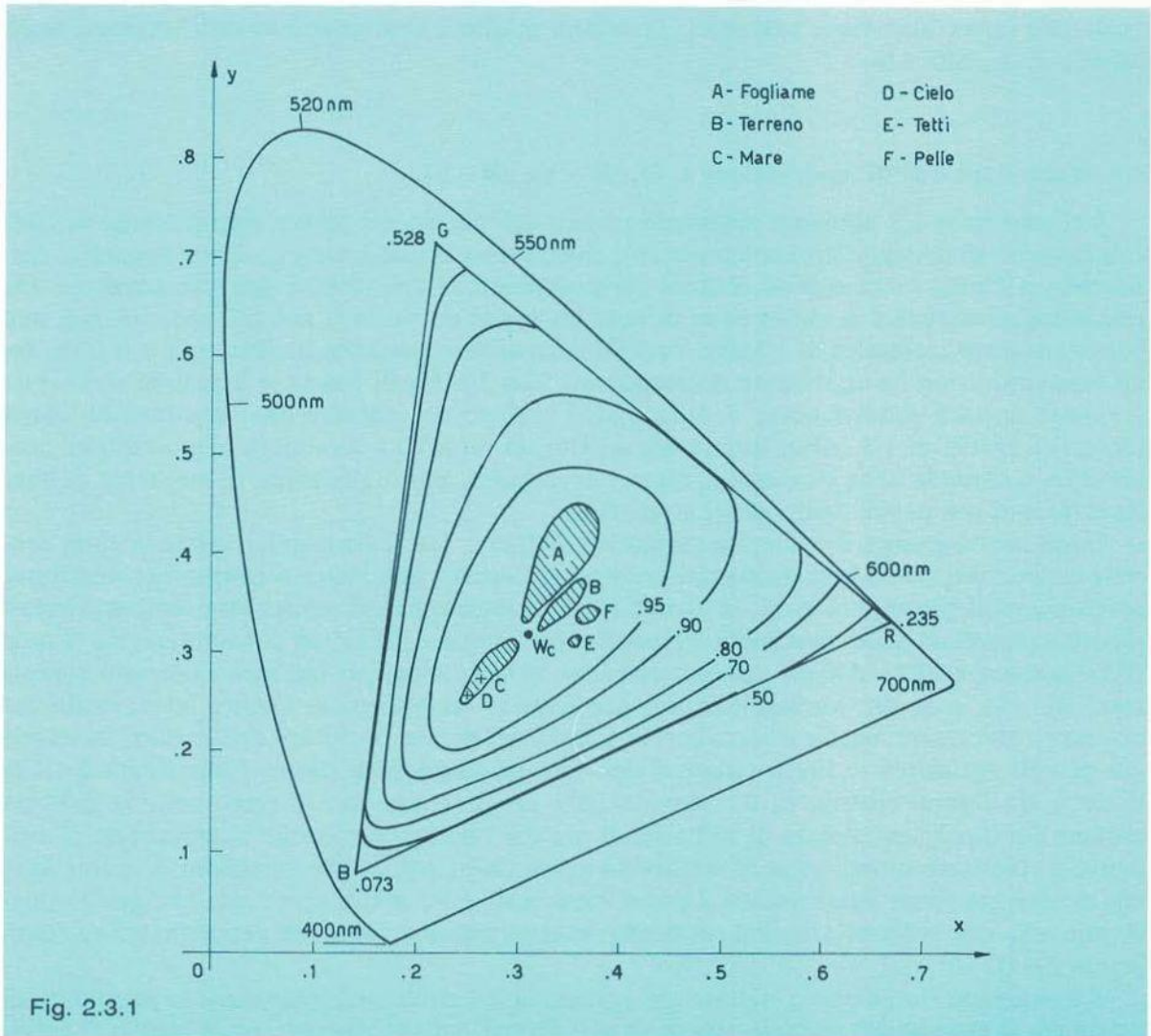
Per elementi di dettaglio ancora blu, ma saturi al 50%, il valore di luminanza passa dal 7% al 48% per cui l'errore, sotto tale aspetto, può ritenersi non eccessivamente grave in quanto, durante la ripresa, molto difficilmente si incontrano tinte saturi al 100% come nel primo caso preso in esame.

Come poc'anzi puntualizzato, la riduzione di luminanza significa che l'informazione rimanente non può che essere prelevata dall'informazione cromatica.

Considerando che l'informazione cromatica, come vedremo trattando la codifica, a causa della minore acuità dell'occhio al croma, occupa una banda ridotta ( $1,3\text{ MHz}$ ) rispetto a quella di  $5\text{ MHz}$  pertinente alla luminanza, essa non è idonea a fornire alla luminanza stessa i dettagli non contenuti nella banda cromatica, per cui si ottiene la menzionata riduzione di dettaglio.

D'altra parte, poiché i segnali cromatici nel caso specifico contribuiscono alla formazione del segnale di luminanza, non viene più rispettato il principio della «luminanza costante», con deterioramento del rapporto segnale / disturbo.

Il coefficiente di errore  $K_Y$  esprime quindi quanto il segnale ricevuto segua il principio della luminanza costante; i valori relativi alle varie cromaticità realizzabili con i primari  $R, V, B$  sono riportati in fig. 2.3.1, in cui sono riportate altresì cromaticità tipiche di oggetti reali.



La trasmissione con il sistema di correzione di gamma come descritto ha comunque il grande vantaggio di consentire, in ricezione, una ricostruzione semplice dei segnali primari, come rimarcato in precedenza, ma dà luogo ad anomalie che così sintetizziamo:

- scostamento, per colori molto saturi, dal principio di luminanza costante con peggioramento del rapporto  $s/d$ ;
- riduzione per colori saturi della definizione nella banda della luminanza.

In ossequio ai principi di «compatibilità» e di «luminanza costante», preso inoltre atto del limitato potere risolutivo cromatico dell'occhio, vediamo ora come sia possibile completare il segnale video monocromo con l'informazione che esprime il «colore» dell'immagine ripresa. In altri termini, ci proponiamo di «completare» il normale segnale video, pertinente al bianco e nero, con un segnale elettrico rispecchiante i parametri caratteristici del colore, senza modificarne la struttura. Si tratta quindi di «manipolare» in modo opportuno i segnali differenza di colore in modo da poterli inserire nel segnale di luminanza, che rappresenta appunto l'informazione monocroma. Questa operazione, viene definita «codifica» e, dal modo con il quale tale operazione viene compiuta, prendono origine i vari sistemi di codificazione, quali NTSC, PAL, SECAM.

### 2.4 Scelta degli assi di modulazione I, Q, (R - Y), (B - Y)

Nel paragrafo 1.3 abbiamo esaminato i limiti dell'occhio nel potere discriminante dei piccoli elementi di dettaglio cromatico per cui, come prima considerazione, risulta superfluo trasmettere a banda larga segnali elettrici rappresentanti la cromaticità dell'informazione. Da una indagine statistica di valutazione di sette immagini particolari, si è rilevato che, con una banda passante cromatica di 1 MHz, nessuna immagine è giudicata inaccettabile e il 60% degli osservatori non ha apprezzato degradazioni. Con 2 MHz di banda le immagini sono state giudicate da tutti soddisfacenti. Risulta quindi ragionevole stabilire una larghezza di banda cromatica media di 1,5 MHz; inoltre come visto, la differente sensibilità alle variazioni cromatiche, a seconda della cromaticità tra cui avvengono, portò alla scelta di larghezze di banda differenti per le due componenti cromatiche.

Esaminando ancora il triangolo cromatico di figura 1.4.8, osserviamo come la zona centrale rappresenti colori così desaturati per i quali l'occhio non riesce a distinguere una tinta, considerandoli pertanto bianchi. In alcune zone del diagramma si rileva come siano sufficienti piccoli scostamenti sulle coordinate cromatiche per ottenere variazioni di tinta sensibili (bande  $580 \div 600 \text{ nm}$  e  $485 \div 500 \text{ nm}$ ) mentre viceversa in altre zone, per ottenere variazioni apprezzabili di tinta, si devono variare le coordinate in modo considerevole. Questo fatto, molto importante, può essere meglio evidenziato se i limiti del potere risolutore dell'occhio, in merito alle piccole variazioni di tinta, vengono riportati nel diagramma stesso. Nella figura 2.4.1 le distanze tra i punti centrali ed il perimetro delle ellissi rappresentano cento volte la distanza minima (in lunghezza d'onda di radiazione) per cui l'occhio percepisce la variazione di cromaticità. Notiamo quindi come la sensibilità visiva sia maggiore alle variazioni di cromaticità che avvengono lungo l'asse arancio / ciano, mentre sia minore sull'asse verde / magenta. Questi due assi, che vediamo tracciati sul triangolo colorimetrico, vengono denominati rispettivamente *I* e *Q*.

Riprendendo l'argomento trattato nel paragrafo 2.1 risulta evidente come la possibilità di esprimere la cromaticità secondo coppie di assi diversi, purché passanti per il bianco di riferi-

mento, significa che tra loro deve sussistere un legame.

L'opportunità di adottare la coppia  $(R - Y)$ ,  $(B - Y)$  equibanda (1,3 MHz) oppure  $I$  e  $Q$  a banda differenziata verrà esaminata come un problema legato al tipo di codifica. Stabilito quindi il medesimo bianco di riferimento, le coppie di assi citate sono legate dalla relazione:

$$\begin{aligned} Y &= Y \\ I &= a_1 (R - Y) + a_2 (B - Y) \\ Q &= a_3 (R - Y) + a_4 (B - Y) \end{aligned}$$

dove i coefficienti  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $a_4$  sono funzione della posizione, nel triangolo colorimetrico, di  $I$ ,  $Q$ ,  $(B - Y)$ ,  $(R - Y)$ .

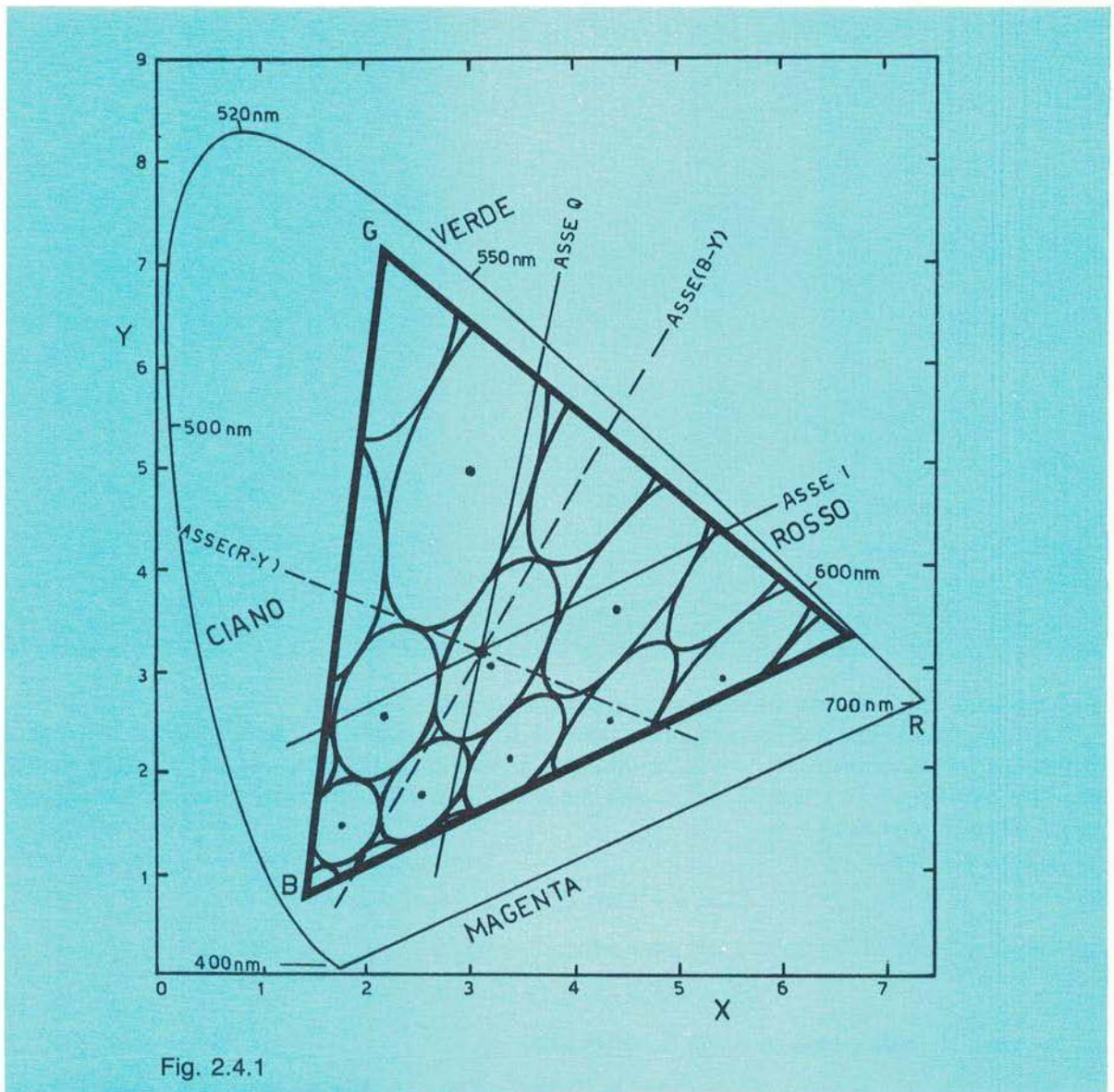


Fig. 2.4.1



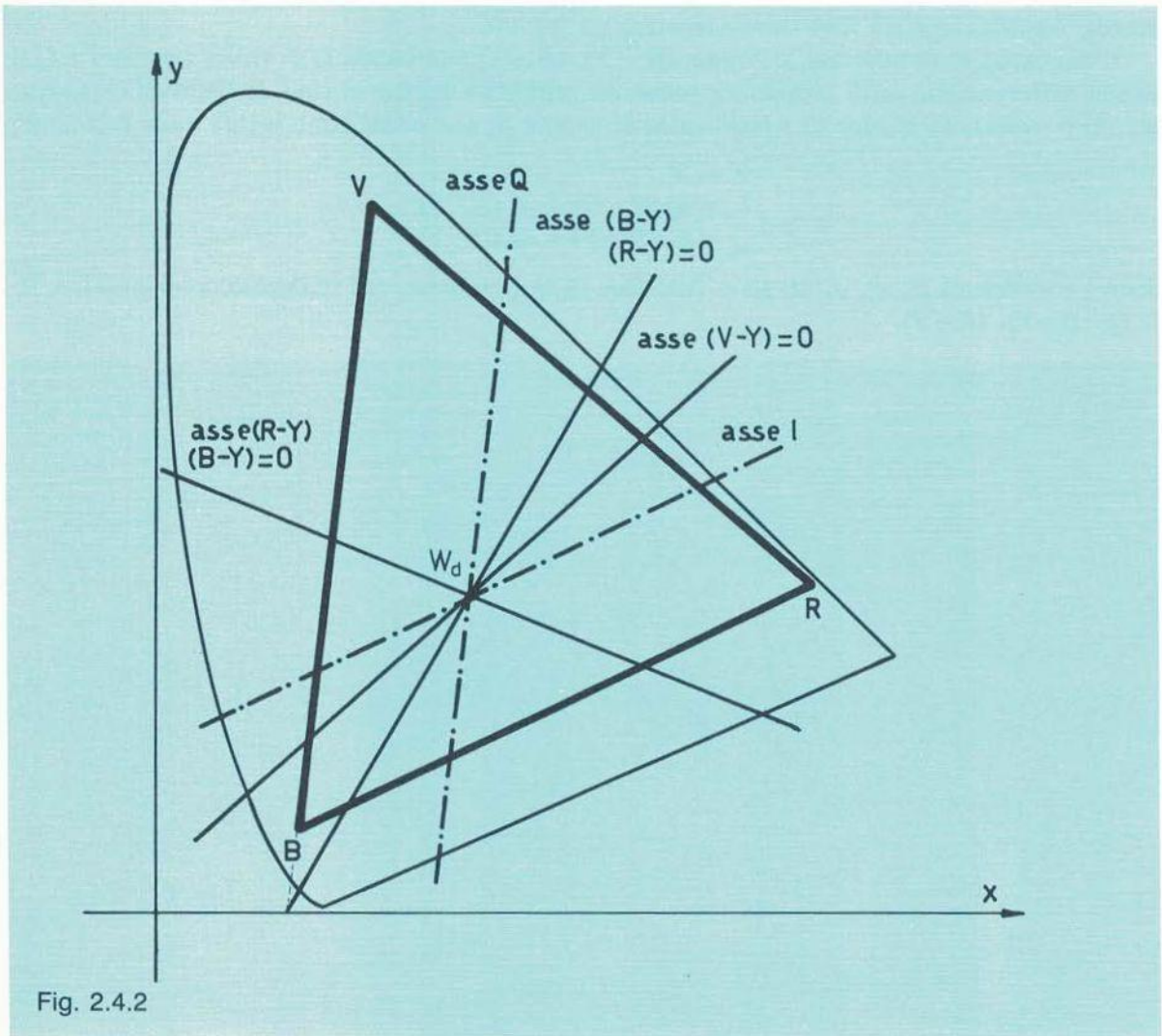


Fig. 2.4.2

La figura 2.4.2 riporta l'ormai noto triangolo su assi  $x, y$ .

Le componenti che abbiamo in precedenza definito segnali d.d.c. sono ottenute mediante differenza tra i primari  $R, V, B$  e la luminanza. Abbiamo anche detto che da tali differenze si liberano ovviamente tre segnali d.d.c. ma che è sufficiente trasmetterne due, per ricavare da essi il terzo, in ricezione.

Infatti, poiché è:

$$E_Y = 0,3 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_B.$$

possiamo scrivere  $Y$  scomposto nei suoi addendi, ossia:

$$E_Y = 0,3 E_Y + 0,59 E_Y + 0,11 E_Y.$$

Sottraendo dalla prima la seconda, otteniamo:

$$0 = 0,3 (E_R - E_Y) + 0,59 (E_V - E_Y) + 0,11 (E_B - E_Y)$$

dalla quale si ricava:

$$\begin{aligned}(E_V - E_Y) &= \frac{-0,3 (E_R - E_Y) - 0,11 (E_B - E_Y)}{0,59} = \\ &= -0,51 (E_R - E_Y) - 0,19 (E_B - E_Y)\end{aligned}\quad [1]$$

Quindi trasmettendo, oltre alla luminanza, le componenti  $(E_R - E_Y)$  e  $(E_B - E_Y)$  è possibile in ricezione ricavare  $(E_V - E_Y)$  essendo questo segnale legato agli altri due dalla [1]. Emerge, subito giustificato, il dubbio sul motivo della scelta, come assi trasmessi, della coppia  $(R - Y)$   $(B - Y)$  e non, ad esempio, della coppia  $(R - Y)$  e  $(V - Y)$ . In ricezione il problema sarebbe stato risolto nello stesso modo, combinando cioè linearmente i due segnali ricevuti per ricavare il terzo. Supponendo di trasmettere, ad esempio, la coppia  $(R - Y)$  e  $(V - Y)$ , in ricezione avremmo ricavato  $(B - Y)$  secondo la relazione:

$$\begin{aligned}E_B - E_Y &= \frac{0,3}{0,11} (E_R - E_Y) - \frac{0,59}{0,11} (E_V - E_Y) = \\ &= -2,7 (E_R - E_Y) - 5,4 (E_V - E_Y)\end{aligned}\quad [2]$$

Nella [2] notiamo subito come  $(E_B - E_Y)$  risulti dalla combinazione di  $(E_R - E_Y)$  e  $(E_V - E_Y)$  secondo i coefficienti 2,7 e 5,4 maggiori di 1, per cui si richiedono, all'atto dell'estrazione di tale segnale, amplificazioni che peggiorerebbero il rapporto segnale/disturbo del canale  $(B - Y)$ . È quindi stata scelta la coppia di assi  $(R - Y)$   $(B - Y)$  poiché, come si vede dalla [1], in tale caso i coefficienti per la formazione in ricezione di  $(E_V - E_Y)$  sono minori di 1.

Ritornando al triangolo di figura 2.4.2, vediamo di tracciare su di esso la posizione della coppia  $(R - Y)$   $(B - Y)$ , visto che queste sono le due informazioni rappresentative della cromaticità che, ricordiamo, rispondono a due fondamentali caratteristiche:

- debbono essere indipendenti, per cui ognuna si trova sulla retta a valori nulli dell'altra;
- entrambe passano per il bianco di riferimento.

In altri termini la retta contenente  $(B - Y)$  potrà essere denominata  $(R - Y) = 0$ , in quanto su di essa si possono trovare esclusivamente valori dell'asse suddetto. Poiché tali segnali sono stati ricavati mediante differenza tra i primari  $R$ ,  $B$  ed il segnale  $Y$  di luminanza, essi sono ovviamente a luminanza nulla. Sia  $(R - Y)$ ,  $(B - Y)$  che  $I$  e  $Q$  sono intesi come assi colorimetrici.

Un punto della retta  $(B - Y) = 0$  dovrà giacere sulla intersezione della retta  $Y = 0$  (asse  $x$ ) con la retta  $(R - Y) = 0$ , poiché  $(R - Y) = 0$  dà luogo, per  $Y = 0$ , ad  $R = 0$ .

Ora  $R = 0$  è la retta  $(V, B)$  del triangolo di figura 1.4.8, poiché su essa giacciono tinte che dal verde degradano al blu attraverso varie tonalità di ciano, per cui  $R$  non ne risulta interessato. L'intersezione della retta  $(V, B)$  con l'asse  $x$  determina un punto di  $(B - Y)$  il cui asse può essere tracciato congiungendo tale punto con il punto rappresentante  $W_D$ . Ricordiamo che la prerogativa di queste coppie di assi è proprio quella di passare per il bianco di riferimento. Con procedimento analogo, è possibile tracciare l'asse  $(R - Y)$  o, come segnalato,  $(B - Y) = 0$ .

La stessa costruzione può essere fatta per  $(V - Y) = 0$ , pure riportato in figura 2.4.2. La seconda coppia di assi fissata nei segnali  $I$ ,  $Q$  è già stata evidenziata sul diagramma di figura

2.4.1 e, per comodità del lettore, la loro rappresentazione è riportata in figura 2.4.2 che, ripetiamo, riporta tali grandezze come assi cromatici.

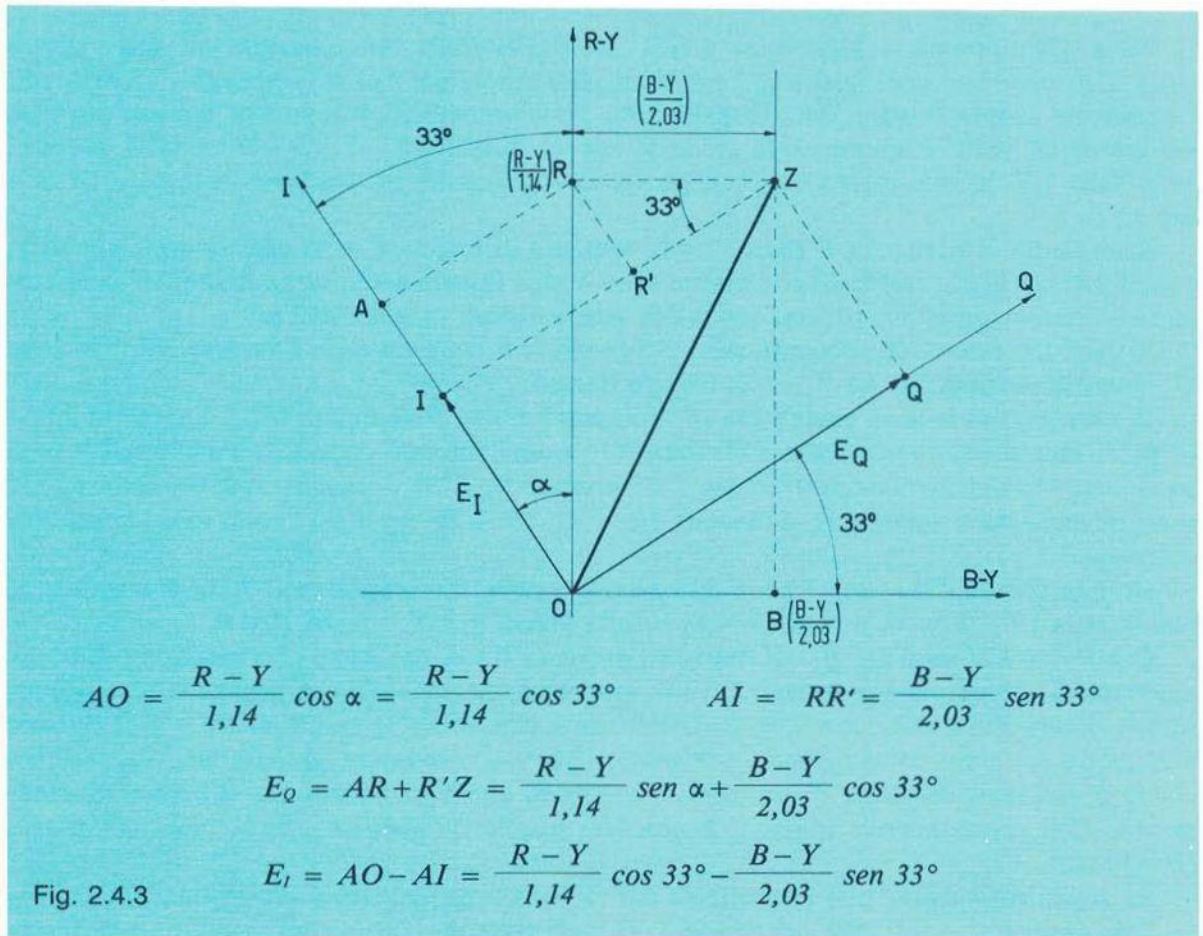
Ora, per ragioni che vedremo in seguito, i segnali elettrici che rappresentano (B - Y) e (R - Y) non sono idonei, con le ampiezze che loro competono, a modulare la sottoportante che li deve trasporre nella parte alta dello spettro; essi devono essere ridotti di ampiezza secondo due coefficienti che chiameremo *m*, *n* e che valgono rispettivamente 2,03 e 1,14. Sul loro significato ritorneremo tra breve.

Precisiamo inoltre che le informazioni cromatiche (R - Y), (B - Y), I e Q, allorché verranno trasformate in grandezze elettriche, verranno tra loro sfasate di 90°: ciò è in relazione, come vedremo, al particolare tipo di demodulazione adottata.

La relazione che lega le due coppie di assi elettrici (B - Y), (R - Y), I e Q diventa:

$$\begin{aligned} E_I &= \frac{R - Y}{1,14} \cos \alpha - \frac{B - Y}{2,03} \sin \alpha \\ E_Q &= \frac{R - Y}{1,14} \sin \alpha + \frac{B - Y}{2,03} \cos \alpha \end{aligned} \quad [3]$$

La figura 2.4.3 chiarisce graficamente quanto espresso dalla [3].



L'angolo  $\alpha$  che soddisfa le relazioni precedenti è di  $33^\circ$ , per cui la definitiva relazione che lega  $I$  e  $Q$  alla coppia  $(R - Y)$ ,  $(B - Y)$  risulta:

$$\begin{aligned} I &= 0,74(R - Y) - 0,27(B - Y) \\ Q &= 0,48(R - Y) + 0,41(B - Y) \end{aligned} \quad [4]$$

Se nella relazione [4] sostituiamo ad  $Y$  il valore ben noto:

$$Y = 0,3 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_B$$

otteniamo i valori  $E_I$ ,  $E_Q$  in funzione dei primari:

$$\begin{aligned} E_I &= 0,6E_R - 0,28E_V - 0,32E_B \\ E_Q &= 0,21E_R - 0,52E_V + 0,31E_B \end{aligned}$$

## 2.5 Il sistema NTSC

Nel primo volume abbiamo esaminato la possibilità di trasportare un'informazione generata in banda base in un'altra parte dello spettro, mediante un processo di modulazione. Poiché l'informazione cromatica nasce in banda base, dove il contenuto energetico di luminanza è considerevole, deve subire una trasformazione che consenta un interlacciamento spettrale con la minore interferenza possibile.

La frequenza della sottoportante di trasposizione dovrà essere sufficientemente elevata onde consentire che la banda laterale inferiore non interferisca in quella zona del canale di luminanza dove l'energia è ancora significativa, ma non troppo elevata, per evitare un taglio eccessivo della banda laterale superiore. Infatti il canale televisivo non tollera assolutamente che le componenti modulanti superino i valori previsti dallo standard in quanto, dopo il taglio di banda, trova posto la portante suono.

Qualunque sia la coppia di assi colorimetrici adottata, le componenti da traslare sono due e pertanto, dovendo attuare un sistema di codifica simultanea, si prevede l'impiego della modulazione di ampiezza in quadratura a portante soppressa (vol. 1 par. 7.3). Nel sistema NTSC la coppia di assi adottata è quella costituita da  $I$  e  $Q$ .

L'adozione di tali assi di modulazione, oltre che sfruttare più razionalmente le caratteristiche dell'occhio, consente di evitare l'intermodulazione tra i due segnali, dovuta a parziale soppressione di una banda laterale. La figura 2.5.1 illustra infatti come, pur adottando una frequenza di sottoportante sufficientemente elevata, sia possibile trasmettere entrambe le bande laterali dei segnali cromatici limitatamente al campo di frequenza corrispondente ad  $E_Q$ , che è un segnale a banda stretta.

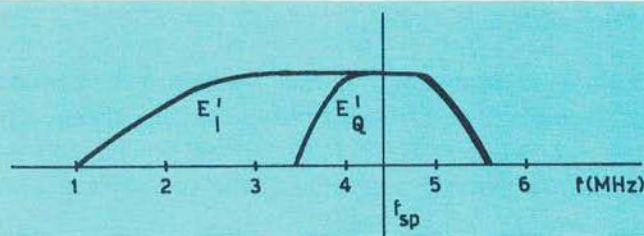


Fig. 2.5.1

Oltre tale limite di frequenza ( $0,5 \text{ MHz}$ ), le frequenze contenute nella banda laterale superiore della componente  $E_I$ , che è a banda larga, possono essere soppresse.

In questo modo  $E_Q$  non interferisce su  $E_I$  in quanto è trasmesso con le due bande laterali integre:  $E_I$  provoca intermodulazione su  $E_Q$  per frequenze superiori a  $0,5 \text{ MHz}$ , a cui corrisponde una sola banda laterale. Tale intermodulazione è comunque fuori dal campo di frequenza di  $E_Q$ , per cui non provoca alcun disturbo.

In ricezione però con la trasmissione di  $I$  e  $Q$  il problema si complica. Infatti gli amplificatori relativi a questi due segnali dovranno risultare a larghezza di banda differente per cui, allo scopo di avere i due corrispondenti segnali elettrici ancora in fase in uscita, bisogna intervenire con una linea di ritardo sul canale a larghezza di banda maggiore.

Ricordiamo infatti come, in un amplificatore, il ritardo da esso introdotto sia inversamente proporzionale alla sua larghezza di banda. Tale complicazione, che si traduce praticamente in un aumento di costi, ha consigliato i costruttori di ricevitori TVC ad adottare per i segnali  $E_I$  e  $E_Q$  degli amplificatori equibanda  $0 \div 0,5 \text{ MHz}$ .

Ciò significa, per quanto riguarda l'NTSC classico, che i segnali cromatici vengono trasmessi a banda differenziata con tutti i vantaggi esaminati, mentre tali vantaggi potranno essere sfruttati solo da chi possiede ricevitori non equibanda che, ovviamente, risultano più costosi.

### 2.5.1 Scelta del valore della frequenza di sottoportante nel sistema NTSC

Abbiamo accennato in precedenza come la trasposizione dei segnali  $I$  e  $Q$  (o volendo  $B - Y$  e  $R - Y$ ) avvenga mediante modulazione bifase di una sottoportante la cui frequenza dovrà essere compresa nella banda del segnale di luminanza il più possibile elevata, compatibilmente con la larghezza delle bande laterali, le quali limitano ad un certo punto tale valore.

Un primo punto fermo fissato dall'analisi spettrale è che, comunque, la frequenza di sottoportante deve giacere tra due multipli della frequenza di riga, poiché l'energia del segnale  $Y$ , oltre ad essere minore nella parte alta dello spettro, è anche minima tra due multipli consecutivi della  $f_h$ . Nel caso dell'NTSC norma europea, è stato scelto, come multiplo dispari di metà della frequenza di riga, il  $567^\circ$  definendo così l'offset di mezza riga.

Osservando la figura 2.5.2 ci rendiamo conto di come sia giustificata tale scelta. Dovendo l'energia contenuta nello spettro del segnale cromatico trovare posto negli spazi ubicati a metà delle armoniche di  $f_h$ , non si poteva che scegliere un multiplo dispari della  $\frac{f_h}{2}$ , in quanto quelli pari capitano proprio sulla  $f_h$  e sue armoniche. Nell'NTSC norma G la frequenza della portante cromatica risulterà quindi eguale a:

$$F_{SP1} = 283,5 f_h = 283,5 \cdot 15.625 = 4.429.687,5 \text{ Hz}$$

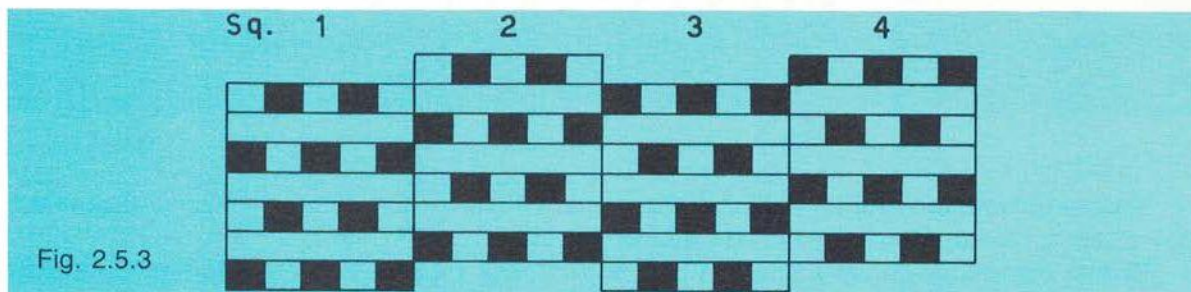
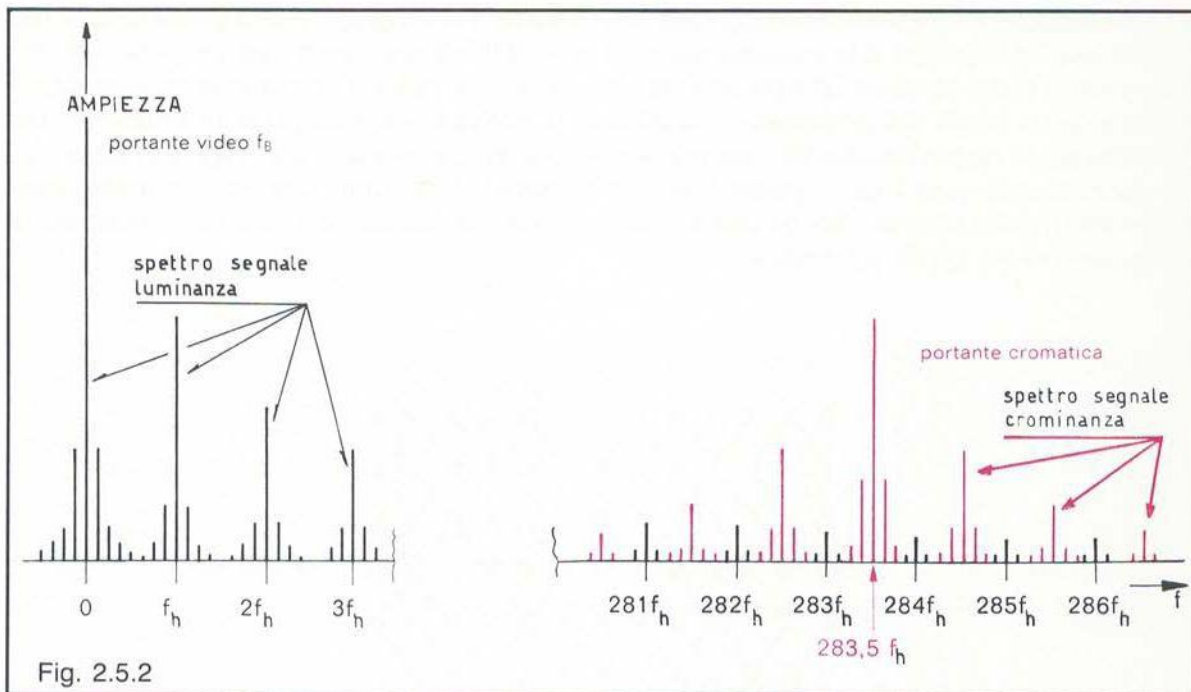
Impiegando come assi di modulazione di tale frequenza le informazioni  $I$  e  $Q$  a banda differenziata, la parte superiore dello spettro del segnale modulato si estenderà sino a  $4,4296875 + 0,5 \text{ MHz} = 4,9296875 \text{ MHz}$  poiché, anche prevedendo per  $I$  una larghezza di banda di  $1,5 \text{ MHz}$ , la banda laterale superiore viene parzialmente soppressa, come già segnalato.

Per quanto concerne l'NTSC, norma americana, la frequenza di sottoportante vale:

$$F_{SP2} = 455 \frac{15.734,266}{2} = 3.579.545,5 \text{ Hz}$$

in quanto la frequenza di riga è diversa e la larghezza di banda del canale di luminanza, essendo inferiore a quella dello standard europeo, limita il valore dell'armonica che risulta appunto 227,5 anziché 283,5.

Stabilite le condizioni di offset nei due standard vediamo, riferendoci al primo, di studiare il disturbo che la sottoportante arreca sulla ricezione BN, partendo dal presupposto che la banda passante del ricevitore o del monitor acromatico, sul quel osserviamo il fenomeno, sia tale da contenere sia la  $F_{SP}$  che le bande laterali.



Allo scopo, ci riferiamo alla figura 2.5.3, dove sono riportati quattro semiquadri rappresentanti la disposizione dei punti chiari e scuri corrispondenti ai picchi positivi e negativi della sinusoide che rappresenta la sottoportante non modulata. Abbiamo poc'anzi detto che la  $F_{SP}$  è multiplo  $283,5^\circ$  della  $f_h$  per cui, nei  $64 \mu s$  di durata della riga, sono contenute 283,5 sinu-

soidi di sottoportante le quali, giungendo sul cinescopio BN, danno luogo, con le semionde positive, ad incrementi di luminosità mentre, con quelle negative, a decrementi. Avremo quindi, durante i  $\sim 50 \mu s$  di durata attiva della riga, un alternarsi di tanti punti bianchi e neri che rappresentano la sottoportante di colore. Consideriamo il primo semiquadro con la sottoportante a fase 0 e la prima semionda positiva; ovviamente non possiamo, per chiarezza rappresentativa, disegnare 567 punti bianchi e neri di una riga ma, a titolo di esempio, ne riportiamo alcuni.

Nella prima riga televisiva considerata, abbiamo iniziato e terminato con un punto luminoso, poiché in  $64 \mu s$  non sono contenuti un numero intero di cicli (283,5).

La seconda riga del medesimo semiquadro (3<sup>a</sup> riga televisiva) inizierà con il mezzo ciclo non contenuto nella prima, ossia con un punto nero; ora se ripetiamo lo stesso discorso per gli altri semiquadri, considerando che ognuno contiene 312,5 righe e che la prima mezza riga del secondo semiquadro è la continuazione effettiva dell'ultima mezza riga del primo, si può notare che i punti luminosi di ogni semiquadro successivo cadono verticalmente, immediatamente sopra a quelli del semiquadro precedente; si trovano cioè allineati diagonalmente (fig. 2.5.4) punti ad eguale luminosità dando la sensazione di linee simmetriche formanti un graticcio che si sposta verso l'alto. Questo tipo di movimento della trama costituita da punti luminosi e scuri, sullo schermo BN dà una sensazione di minor fastidio che non con condizioni di offset diverso da quella presentata.

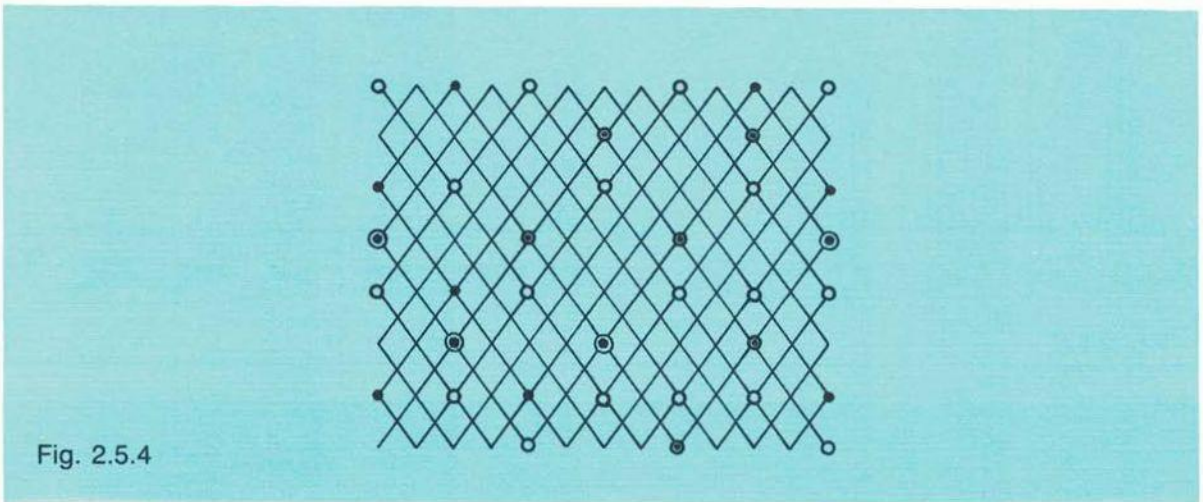


Fig. 2.5.4

Vedremo come la visibilità della sottoportante nei ricevitori a colori attraverso il canale  $Y$  possa essere ridotta ulteriormente con artifici circuitali.

Risulta comunque chiaro come con l'impiego di una frequenza  $F_{SP}$  multipla pari, anziché dispari come visto, di  $\frac{f_h}{2}$  il disturbo darebbe luogo alla massima visibilità in quanto i picchi positivi, rappresentati da punti luminosi, cadrebbero sempre nello stesso luogo per tutte le righe di tutti i semiquadri e, di conseguenza, sommerebbero gli effetti su una riga verticale con una interferenza molto fastidiosa.

### 2.5.2 Il sincronismo di colore (burst)

Abbiamo più volte sottolineato il fatto che l'informazione cromatica viene trasmessa a portante soppressa in quanto, in assenza di colore, quest'ultima deve logicamente essere nulla.

La fase della sottoportante, che rappresenta la dinamica cromatica del segnale video, è continuamente variabile, per cui non può fungere da riferimento. Inoltre, parlando della modulazione di ampiezza a portante soppressa, abbiamo constatato che l'involuppo della modulante non rispecchia più la grandezza modulante per cui, quando tali segnali dovranno essere rivelati in ricezione, non si potranno certamente impiegare rivelatori d'involuppo. Il tipo di demodulazione impiegato prevede comunque, come vedremo, la restituzione della portante soppressa in trasmissione. Tale restituzione dovrà ovviamente avvenire secondo valori di frequenza e fase ben precisi: in altri termini, la sottoportante dovrà essere rigenerata in perfetto sincronismo con l'omonima grandezza soppressa in trasmissione. Per attuare questo è indispensabile trasmettere nel segnale video una informazione che rispecchi, riga per riga, la frequenza e la fase della sottoportante soppressa in trasmissione (fig. 2.5.5). Esaminando la figura 2.5.6, possiamo renderci conto di come tale informazione, denominata **burst**, possa essere contenuta esclusivamente nel fronte posteriore della cancellazione. Il burst (o sincronismo di colore) non deve disturbare l'immagine, per cui può essere trasmesso solo durante il nero; la figura 2.5.6 è esplicita in proposito, in quanto l'unica possibilità per collocare un segnale di servizio quale il burst è di sfruttare il tempo  $t_1 \div t_2$  che costituisce il fronte posteriore della cancellazione.

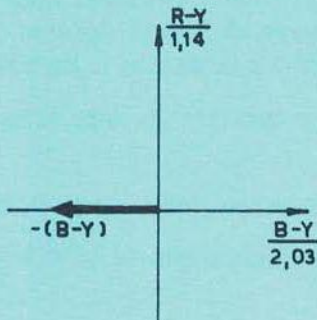


Fig. 2.5.5

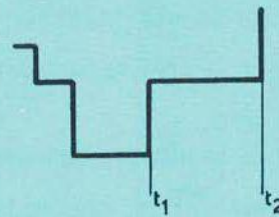


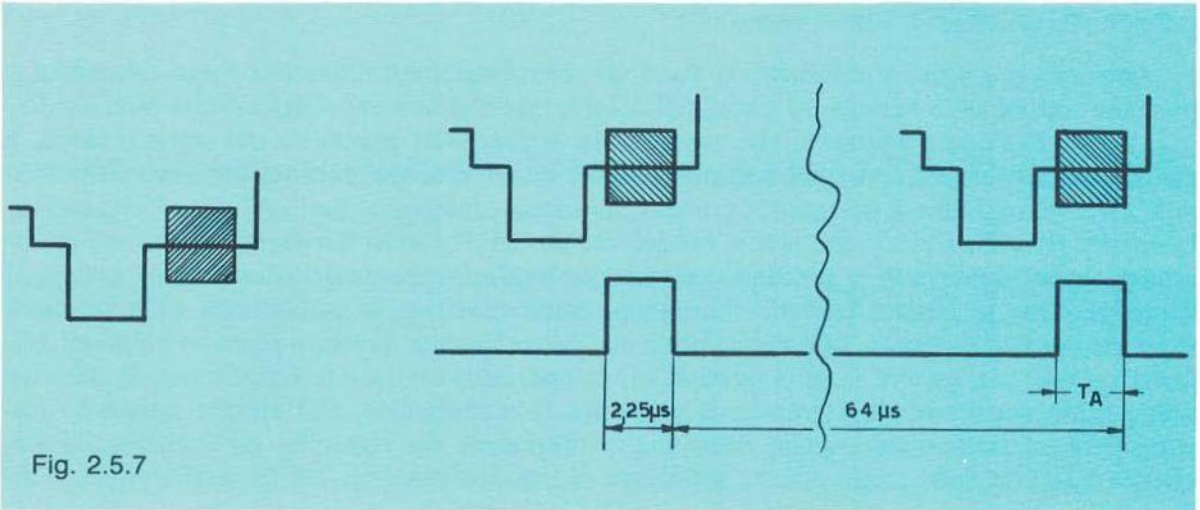
Fig. 2.5.6

Poiché tale intervallo è normalmente dedicato al "clamp", l'azione del restitutore potrà avvenire sul picco dei sincronismi eliminando il burst per favorire l'azione del clamp stesso e rimettendo quindi ancora il burst nella stessa posizione.

Il segnale di sincronismo di colore può essere considerato come ottenuto modulando in ampiezza al 100% la sottoportante con un segnale rettangolare di durata  $T_s = 2,25 \mu s$  e una frequenza di ripetizione pari a  $15625 \text{ Hz}$ . In tal modo si ottiene un "treno" di 10 sinusoidi a frequenza di sottoportante, la cui posizione coincide, come richiesto, con il fronte posteriore della cancellazione orizzontale; la figura 2.5.7a evidenzia quanto esposto.

La porta burst non è altro che un segnale porta (fig. 2.5.7b) il quale, inviato al modulatore bilanciato alimentato dalla sottoportante con fase  $180^\circ$  e asse  $-(B - Y)$ , dà luogo in uscita al burst desiderato.





Contrariamente a quanto si possa pensare osservando il segnale burst, la larghezza di banda occupata da questa informazione non è costituita dalla sola frequenza di sottoportante ma, trattandosi di un processo di modulazione, bisognerà considerare anche le bande laterali.

Come abbiamo già visto in occasione dell'indagine spettrale svolta per il segnale video, bisognerà tenere conto del fatto che la modulante, costituita dal segnale rettangolare (fig. 2.5.7b) che d'ora in poi denomineremo porta burst, non è sinusoidale e quindi le armoniche prese in considerazione determineranno la larghezza di banda occupata attorno alla frequenza di sottoportante. Poiché il rapporto tra periodo e larghezza della porta burst vale  $\frac{T}{T_A} \approx \frac{64}{2,25} \approx 29$  (NTSC standard europeo), lo spettro conterrà 29 linee prima di raggiungere il primo zero.

La curva di involuppo contenente i valori delle ampiezze delle componenti armoniche è ancora del tipo  $\frac{\text{sen } x}{x}$ , per cui la rappresentazione spettrale assumerà la struttura di figura 2.5.8.

Poiché il contenuto energetico dei lobi secondari è molto piccolo, supponendo di prendere in considerazione le componenti comprese tra la sottoportante e il primo zero, si ottiene una larghezza di banda minima di  $\pm 29 F_h \approx \pm 0,5 \text{ MHz}$ .

La componente dovuta alla frequenza di sottoportante ha una ampiezza:

$$V_b = E \frac{T_A}{T}$$

dove  $E$  è l'ampiezza della porta,  $T_A$  la sua durata e  $T$  il periodo.

Vedremo in decodifica come i circuiti interessati dal burst debbano avere una banda passante di almeno  $\pm 0,5 \text{ MHz}$  rispetto alla frequenza di sottoportante. Vettorialmente il burst è rappresentabile, sul diagramma polare contenente i vettori che rappresentano le varie tinte delle barre di colore normalizzate, come un vettore a fase  $-(E_{B-\gamma})$  costante, di ampiezza eguale a quella del sincronismo  $H$ , ossia  $0,3 V_{pp}$  su  $1 V$  di segnale video. La figura 2.5.9 è la rappresentazione vettoriale completa del segnale codificato NTSC con barre di colore.

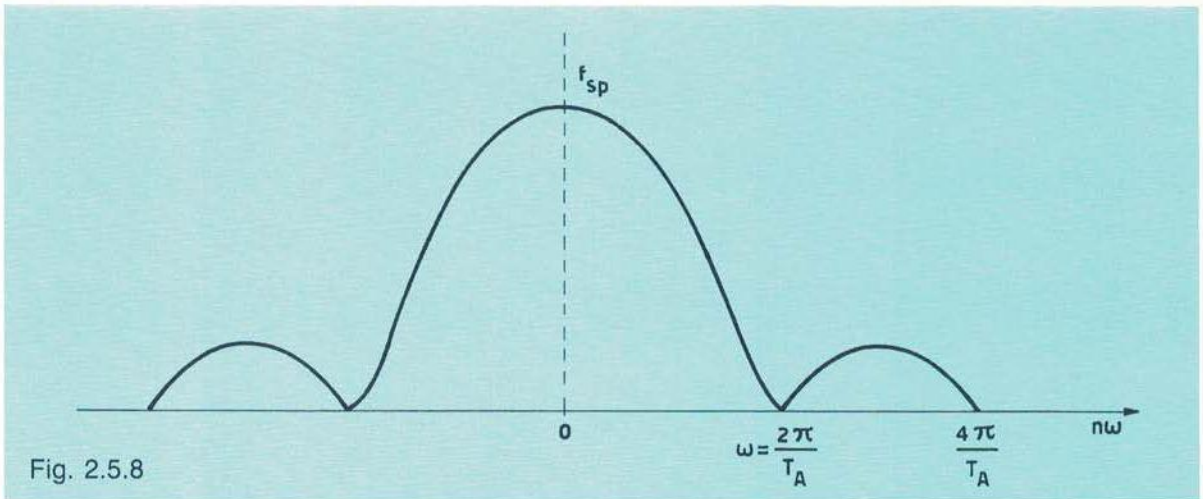


Fig. 2.5.8

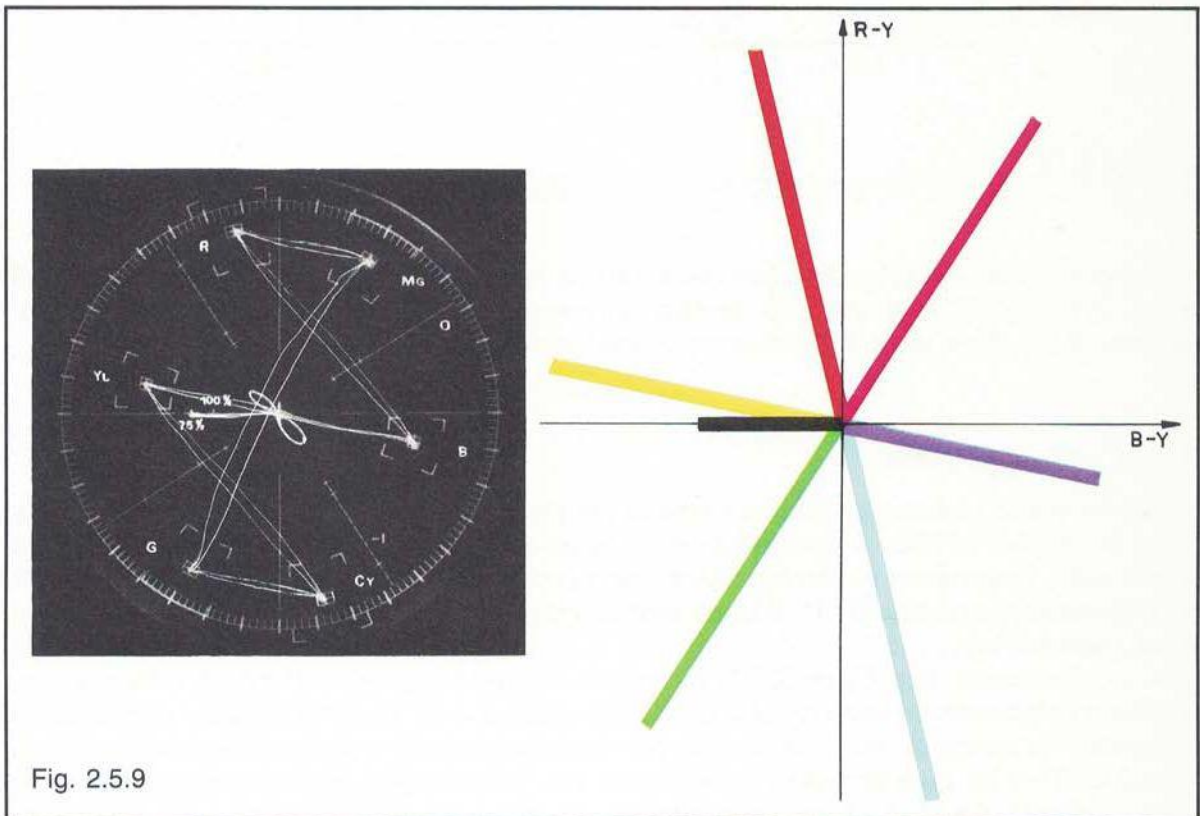


Fig. 2.5.9

Il burst rappresenta quindi un riferimento ad ampiezza a fase costanti, indipendenti cioè dalla dinamica del segnale video completo, per cui è idoneo a rappresentare, riga per riga, la sottoportante soppressa in trasmissione. La fase di ogni vettore che rappresenta una determinata tinta viene riferita all'asse  $\frac{E_{(B-Y)}}{2,03}$  e quindi (con  $180^\circ$  fissi di  $\Delta\theta$ ) al burst.

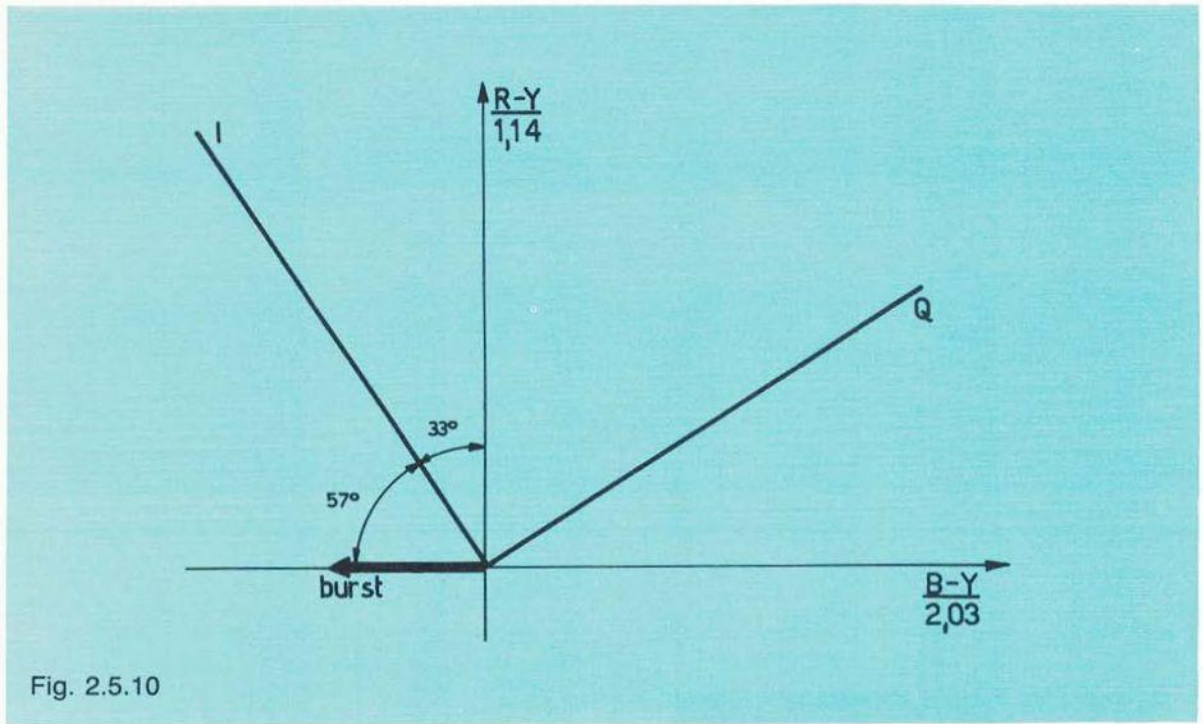


Fig. 2.5.10

Se varia questo angolo, significa che è variata la tinta; la figura 2.5.10 riporta anche gli assi  $I$ ,  $Q$  dove i  $33^\circ$  di sfasamento rispetto alla coppia  $E_{(R-Y)}$ ,  $E_{(B-Y)}$  sono appunto computati sull'asse  $E_{(B-Y)}$  dove giace il riferimento o burst con fase  $-E_{(B-Y)}$ .

### 2.5.3 Codificatore NTSC

Siamo ora in possesso di tutti gli elementi per poter tracciare, nelle linee essenziali, il processo di codifica NTSC, a prescindere dalle soluzioni circuitali le quali non presentano, in questa sede, importanza particolare. Definiamo codificatore quell'apparato che trasforma le tre informazioni primarie  $R$ ,  $V$ ,  $B$  in un segnale video composito compatibile, atto a modulare un trasmettitore.

Con riferimento alla figura 2.5.11, i segnali primari vengono trasformati nella matrice, mediante combinazione lineare, nelle tre informazioni  $E_Y$ ,  $E_I$ ,  $E_Q$  dove i relativi amplificatori presentano larghezze di banda differenti: per rimettere in fase i segnali, che subiscono ritardi diversi e di entità inversamente proporzionali alla banda stessa, essi vengono seguiti dalle linee di ritardo  $\Delta\tau$ . Tali ritardi sono compensati sui canali  $E_Y$  e  $E_I$  mentre  $E_Q$ , che è l'informazione a minore larghezza di banda e quindi a maggior ritardo, viene presa come riferimento, rispetto i ritardi introdotti. I due segnali  $E_I$  e  $E_Q$  entrano come modulanti nei due modulatori bilanciati, per essere trasposti in frequenza.

È evidente che tali modulatori dovranno ricevere la sottoportante con fase appropriata, generata separatamente dal PG centralizzato che fornirà ovviamente anche i segnali di servizio  $H$ ,  $V$ ,  $SS$ , porta del burst, ecc.

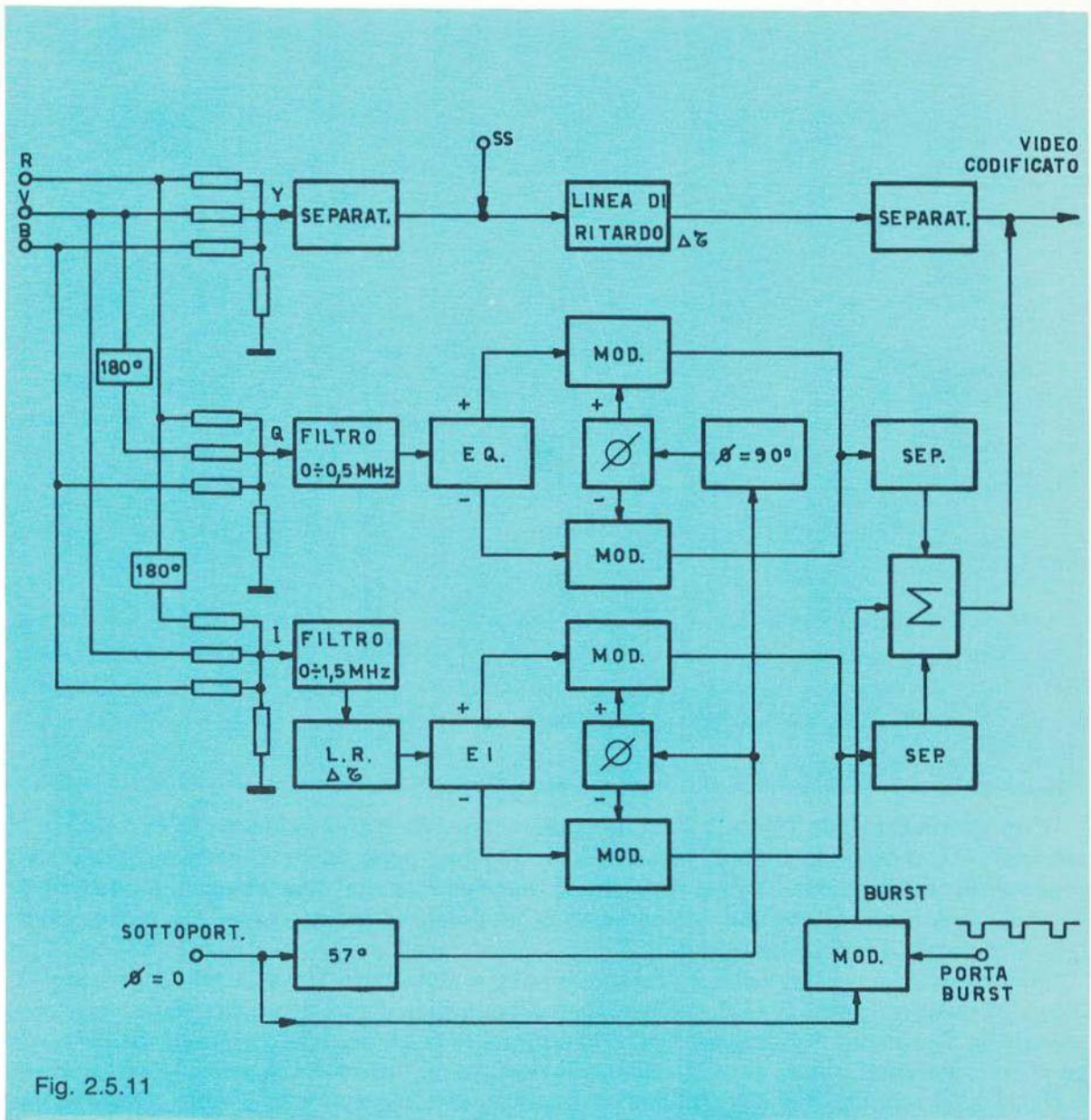
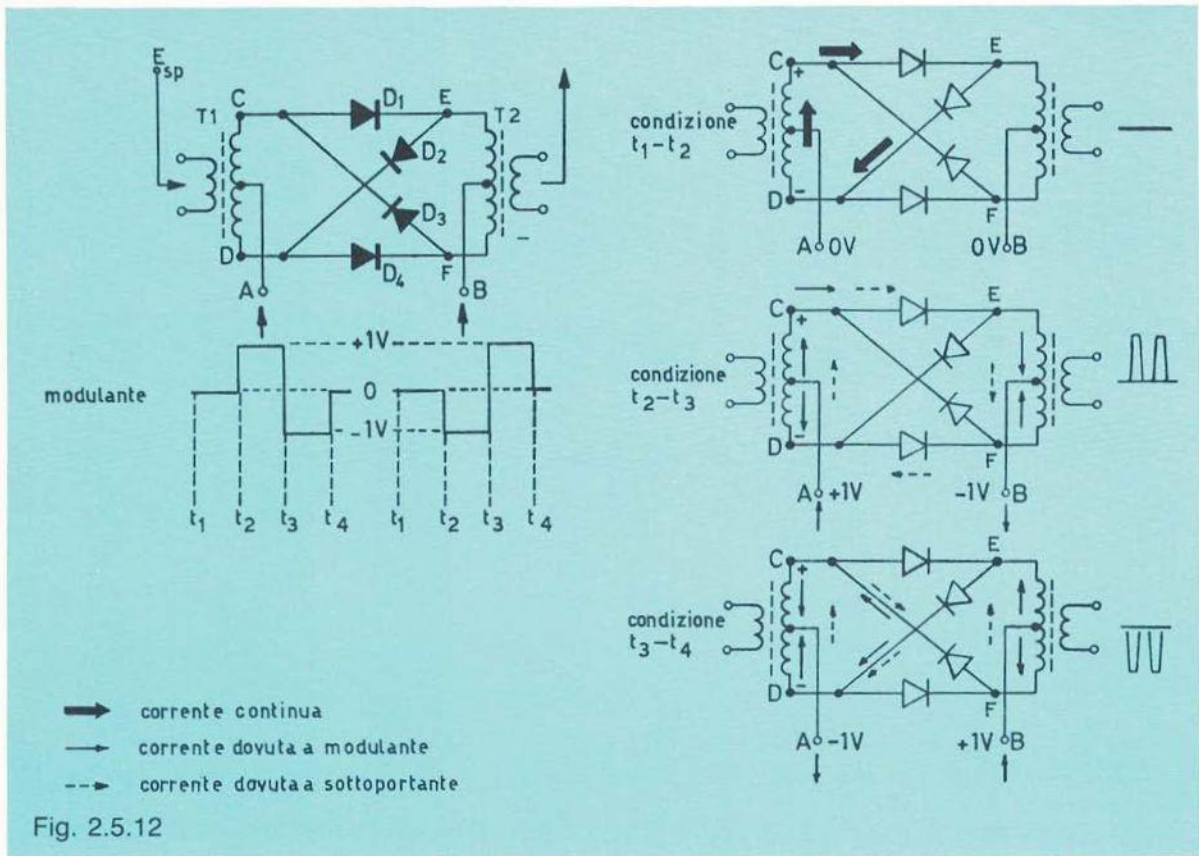


Fig. 2.5.11

La frequenza di sottoportante è generata da un oscillatore ad elevata stabilità ed alimenta, con fase che denominiamo *zero*, il codificatore: qui, in stadi sfasatori, verrà portata, per la formazione del burst, con fase  $57^\circ$  e  $90^\circ$  per i modulatori  $Q$  e  $I$ , come si rileva dallo schema di fig. 2.5.11, dove la soluzione adottata è appunto quella di considerare zero la fase di  $-(B - Y)$ , per cui un primo sfasatore di  $57^\circ$  fornisce  $F_{Sp}$  al modulatore  $I$ , mentre un secondo di  $90^\circ$  al modulatore  $Q$ .

La porta burst è fornita dal PG e risulterà mancante durante l'impulso verticale.

La modulazione di ampiezza a portante soppressa adotta particolari modulazioni, di cui ci sembra doveroso esaminarne il funzionamento nelle sue linee essenziali.



Con riferimento alla figura 2.5.12, il trasformatore  $T_1$  è alimentato dalla  $E_{sp}$ , mentre ai morsetti  $A$  e  $B$  viene introdotta la modulante con fasi opposte; in  $T_2$  vengono prelevati i prodotti di modulazione. Prima condizione imposta per un funzionamento corretto è:  $E_{sp} > E_{mod}$ . A titolo di esempio, supponiamo di modulare la sottoportante con la f.o. riportata ai morsetti  $A$  e  $B$  di figura 2.5.12.

Nel tempo  $t_1 \div t_2$  la tensione modulante è nulla e non consente passaggio di corrente nei diodi, in quanto i punti  $C D E F$  risultano equipotenziali. I picchi positivi di sottoportante immessi in  $T_1$  elevano il potenziale in  $C$  e lo abbassano in  $D$ , per cui, per effetto della tensione di sottoportante, i diodi  $D_1$  e  $D_2$  conducono così come, nei picchi negativi, avviene per  $D_3$  e  $D_4$ . In altri termini  $D_1$  e  $D_4$  risultano alternativamente bloccati e in  $T_2$  non circola, come desiderato, alcuna corrente, trattandosi di informazione cromatica nulla.

Per valore positivo della modulante, il punto  $A$  risulta positivo ( $t_2 \div t_3$ ) mentre, nel medesimo intervallo di tempo,  $B$  è negativo con eguale valore assoluto di tensione. La modulante porta quindi in conduzione  $D_2$  e  $D_3$  ( $A$  e  $B$  non sono più equipotenziali) mentre interdice  $D_1$  e  $D_4$ .

Su  $T_2$  le correnti si elidono (essendo contrarie) ma, poiché  $D_1$  e  $D_4$  sono in conduzione, la tensione di sottoportante, considerando per i picchi positivi il circuito percorso nel senso  $C \rightarrow D_1 \rightarrow T_2 \rightarrow D_4 \rightarrow D$ , dà luogo ad una corrente che trasferisce sul secondario di  $T_2$  una tensione limitata in ampiezza da  $D_2$  e  $D_3$  che conducono ogni volta che la  $E_{sp}$  diventa maggiore della  $E_{mod}$ .

La tensione di sottoportante sul secondario di  $T_2$  viene limitata dalla modulante, ossia la sua ampiezza viene variata in funzione della modulante stessa, attuando il processo di modulazione desiderato.

Durante il tempo  $t_3 \div t_4$  il punto  $A$  risulta negativo rispetto a  $B$  positivo: conducono quindi  $D_2$  e  $D_3$  consentendo passaggio di corrente di sottoportante attraverso  $T_2$  ma con senso contrario al caso precedente, provocando l'inversione di  $180^\circ$  sui prodotti di modulazione.

Anche in questo caso, l'effetto di limitazione dovuto ora a  $D_1$  e  $D_4$  modula la sottoportante in ampiezza.

Si è così ottenuta una modulazione di ampiezza a portante soppressa, in quanto, per modulante eguale a zero, al secondario di  $T_2$  non è presente alcuna informazione. Impiegando due modulatori così strutturati, si otterranno in uscita le grandezze  $I$  e  $Q$  trasposte alla  $F_{sp}$ .

Poiché tali segnali sono isofrequenziali (i due modulatori adottano due sottoportanti di eguale frequenza ma sfasate di  $90^\circ$ ), sarà sufficiente sommare vettorialmente le due uscite per ottenere il completo vettore cromatico.

All'uscita dei modulatori abbiamo  $I$  e  $Q$  trasposti in frequenza; nel sommatore essi vengono infatti combinati in modo da ottenere il completo segnale di cromaticanza, il quale viene completato con l'informazione del burst.

Il segnale di luminanza, completo di segnale sincronizzante, darà luogo, all'uscita del sommatore  $\Sigma$ , al completo segnale video composito, le cui caratteristiche sono tali da consentire l'invio al trasmettitore ed il cui spettro di frequenza, per il segnale codificato NTSC, è riportato in figura 2.5.13.

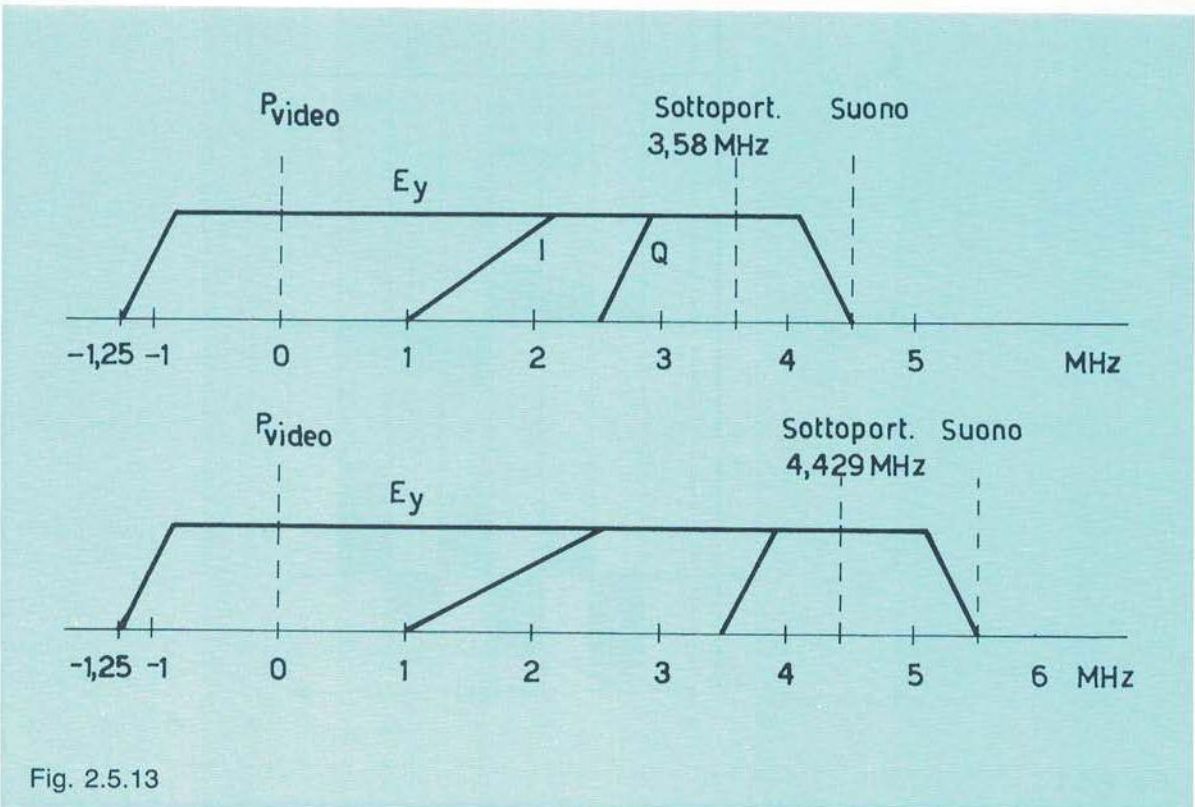


Fig. 2.5.13

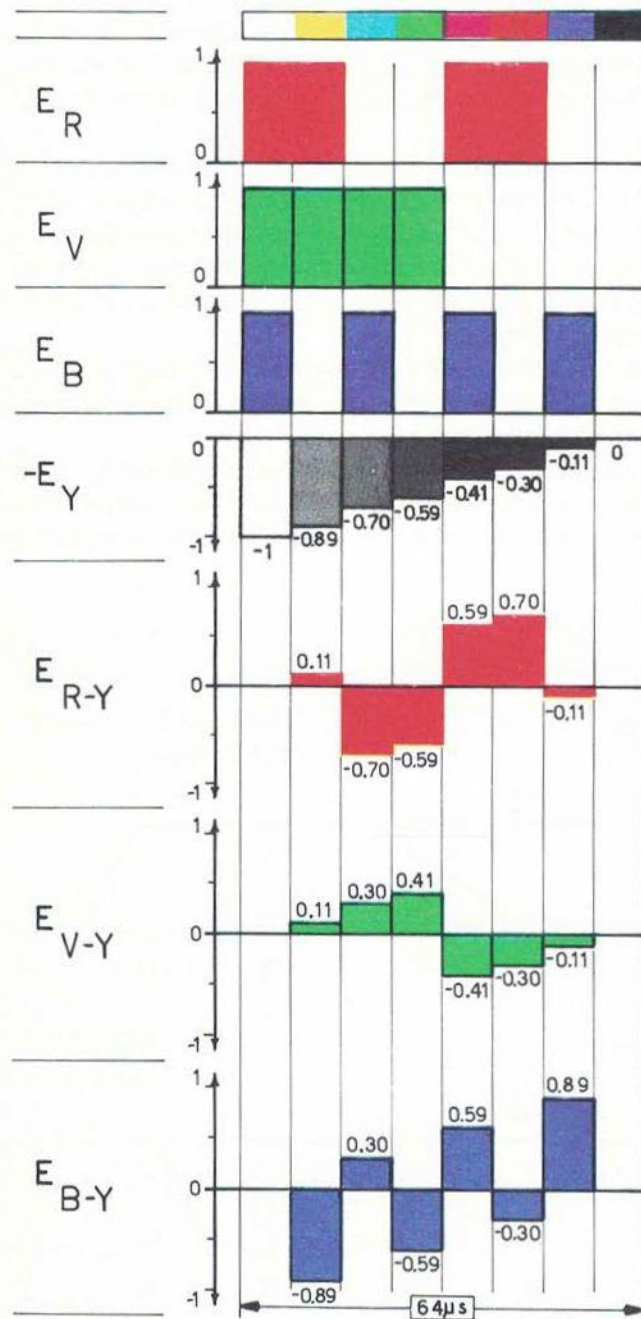


Fig. 2.6.1

## 2.6 Sistema di codifica PAL

Il sistema PAL è assai simile, come principio, all'NTSC in quanto impiega ancora la modulazione bifase per trasportare l'informazione cromatica nella parte alta dello spettro del segnale  $Y$ . La sigla PAL significa **phase alternation line** e con tale denominazione il dott. Bruck della Telefunken presentò nel 1963 ad Hannover le prime prove dimostrative sulla TV a colori come varianti del sistema NTSC, mentre la nascita ufficiale del sistema veniva sancita nel 1964.

Il primo presupposto che condiziona il sistema PAL è che l'informazione cromatica di due righe adiacenti si possa, con buona approssimazione, considerare uguale. Gli assi di modulazione adottati sono  $(B - Y)$  e  $(R - Y)$  con segnali elettrici equibanda ( $0 \div 1,3 \text{ MHz}$ ).

### 2.6.1 Segnali elettrici R - Y e B - Y

Supponiamo di dover trasmettere il segnale elettrico pertinente ad un'immagine contenente la sequenza di colori riportata in figura 2.6.1 comprendente, rispetto alla mezzeria, colori complementari.

Tale sequenza dà luogo ad una luminanza decrescente dal bianco al nero secondo una scala dei grigi non lineare.

Sono riportati altresì i segnali primari e la luminanza negativa.

Ci proponiamo di ricavare i segnali d.d.c.  $(B - Y)$  ed  $(R - Y)$ .

Il segnale elettrico  $(R - Y)$  è la differenza tra il primario  $E_R$  ed il segnale di luminanza  $E_Y$ .

Non rimane che sommare al segnale di luminanza  $E_Y$  invertito il primario  $E_R$  per ottenere il segnale elettrico desiderato. Infatti vediamo come, nel caso della barra bianca (la prima della sequenza),  $E_R$  sia eguale a 1 così come la luminanza  $Y$ . La differenza dà zero proprio come desiderato poiché, nel caso di un segnale bianco, non intendiamo avere segnali d.d.c. Nel caso della barra gialla,  $R$  vale ancora 1 mentre la luminanza 0,89, per cui la loro differenza dà + 0,11. A titolo di esempio consideriamo ancora la barra ciano; il primario rosso in tal caso è zero mentre la luminanza vale 0,7 per cui  $0 - 0,7$  dà luogo a  $- 0,7$  che è il valore di  $(R - Y)$  per tale colore.

Ricordiamo che il cartello con le "barre di colore", che è appunto la sequenza considerata, rappresenta colori saturi al 100% a piena luminanza.

La figura 2.6.1 riporta le f.o. degli altri due segnali  $E_{(V-Y)}$  e  $E_{(B-Y)}$  visti, ovviamente, come i precedenti, a frequenza di riga; poiché quest'ultimo è quello trasmesso, a titolo di esempio calcoliamo i valori per le prime tre barre:

$$\begin{aligned} \text{Barra bianca: } E_B &= 1 & E_Y &= 1 \\ E_{(B-Y)} &= 1 - 1 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Barra gialla: } E_B &= 0 & E_Y &= 0,89 \\ E_{(B-Y)} &= 0 - 0,89 = -0,89 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Barra ciano } E_B &= 1 & E_Y &= 0,7 \\ E_{(B-Y)} &= 1 - 0,7 = 0,3 \end{aligned}$$



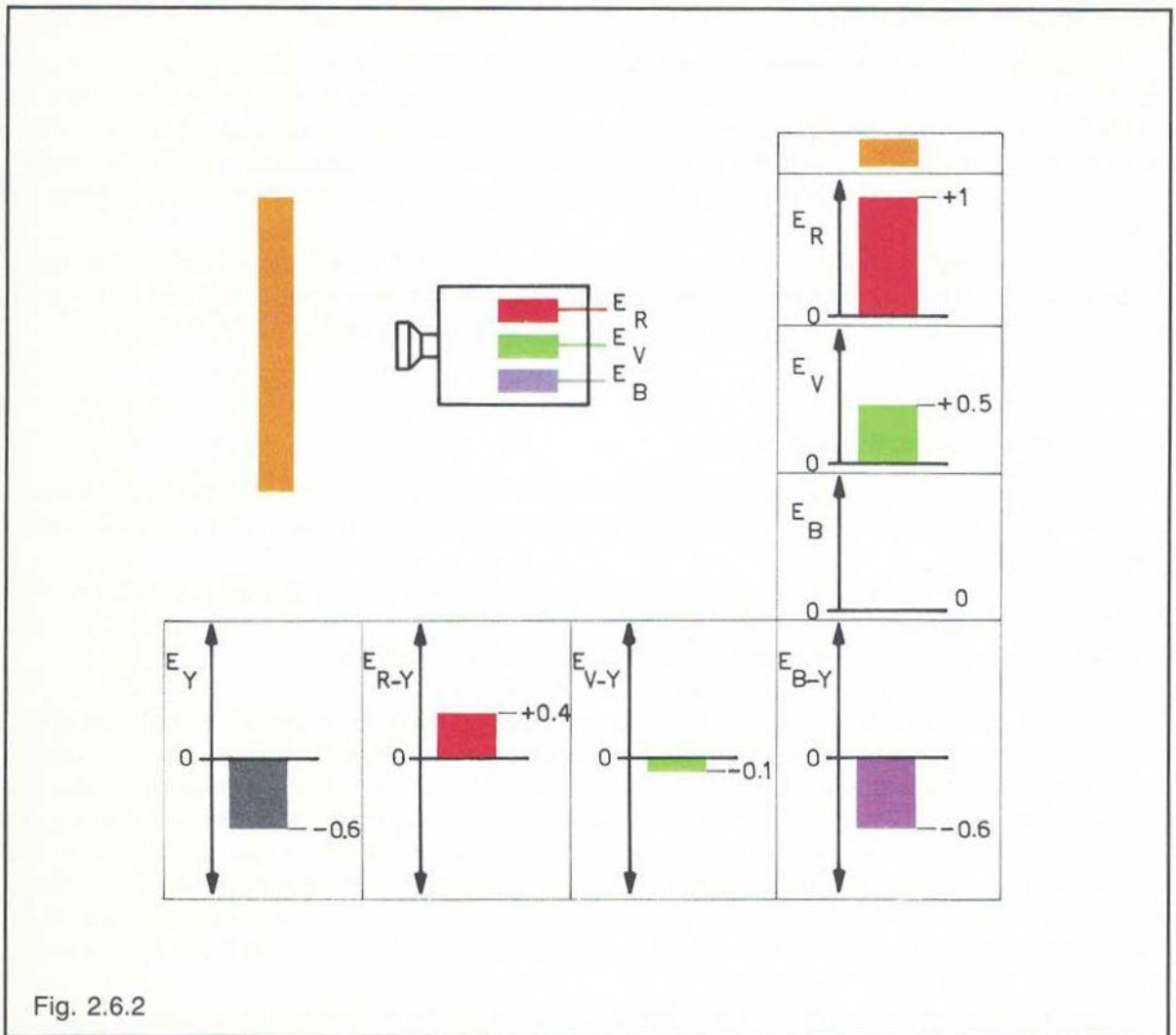


Fig. 2.6.2

A titolo di esempio riportiamo la fig. 2.6.2, dove il colore arancio considerato ( $E_R$  massimo,  $E_V$  a metà livello) dà luogo ai segnali elettrici rappresentati.

I segnali elettrici  $E_{(R-Y)}$  e  $E_{(B-Y)}$  rispondenti alle f.o. di figura 2.6.1 sono le modulanti della sottoportante cromatica  $F_{SP}$ .

L'uscita di ogni modulatore dà luogo, per il segnale di barre di colore sature al 100%, alle f.o. di figura 2.6.3.

La somma (vettoriale) delle tensioni di uscita dai modulatori dà luogo al completo segnale di cromaticità riportato in figura 2.6.4. I «pacchetti» a frequenza di sottoportante sono rappresentati, come fase, dai vettori relativi, riportati sotto ad ogni colore, mentre il modulo di tali vettori esprime l'ampiezza, come si può rilevare dalla figura 2.6.5, può essere calcolato secondo la relazione:

$$A = \sqrt{E_{(R-Y)}^2 + E_{(B-Y)}^2}$$

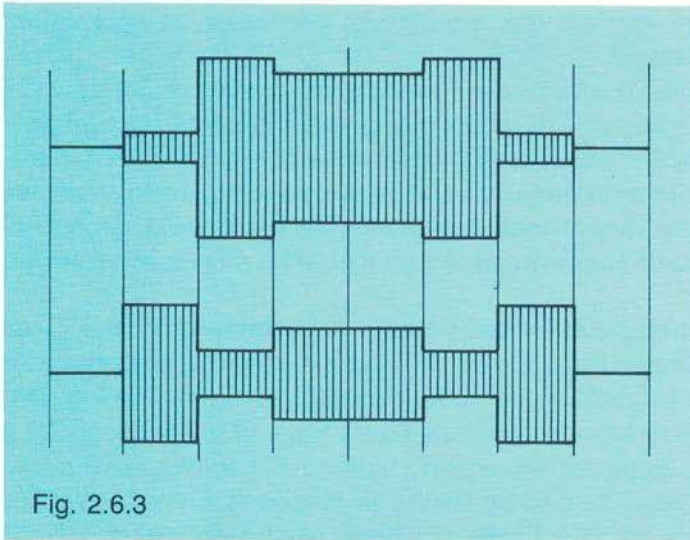


Fig. 2.6.3

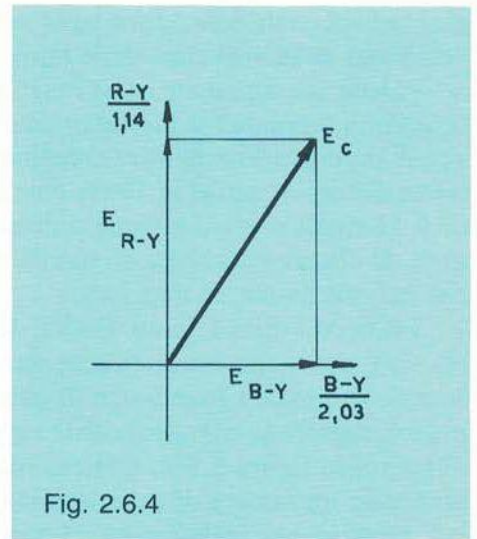


Fig. 2.6.4

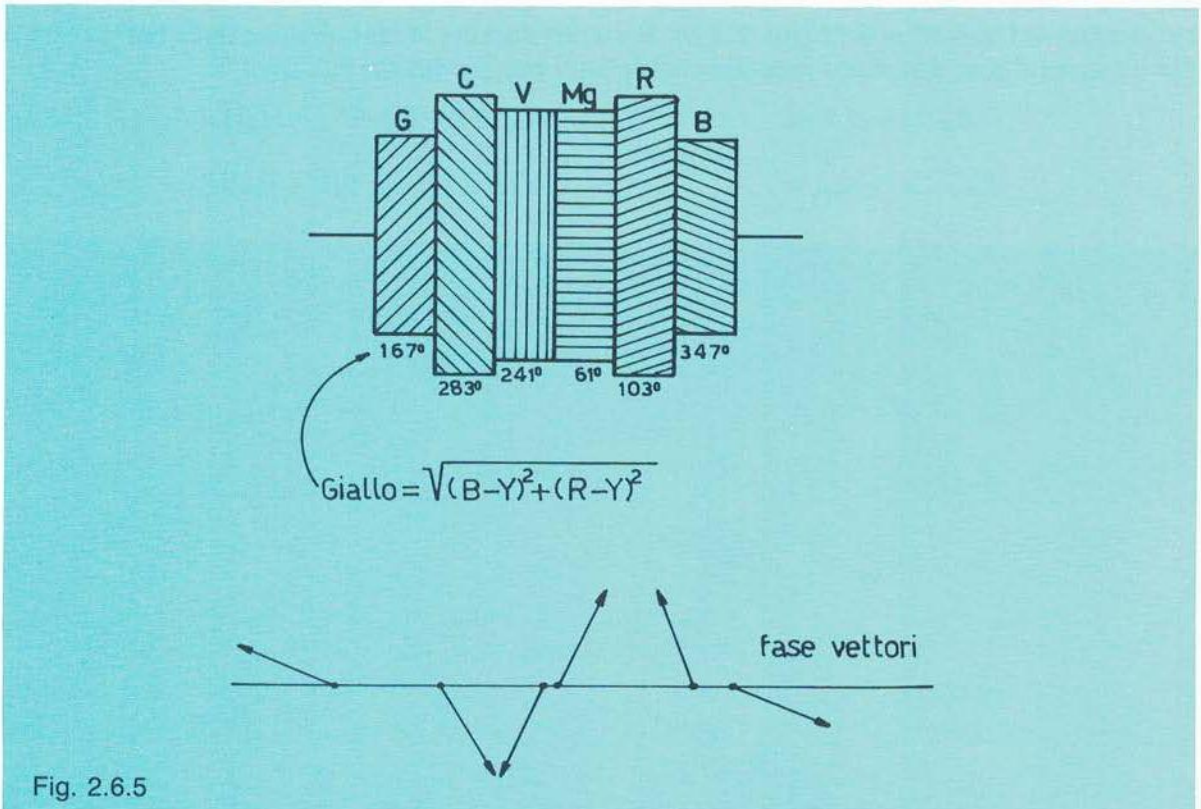


Fig. 2.6.5

All'informazione di cromaticità si somma ora il segnale di luminanza  $E_Y$ , ottenendo il segnale elettrico completo di tutte le informazioni desiderate. Come prima cosa osserviamo subito che tale somma dà luogo (figura 2.6.6) ad un segnale le cui ampiezze superano di gran lunga i massimi livelli del bianco e nero; per cui, se fosse trasmesso così, darebbe luogo ad inaccettabili sovramodulazioni; la figura 2.6.7 (vettori tratteggiati) riporta il corrispondente

diagramma vettoriale, dove ogni vettore esprime fase e ampiezza pertinente ad ogni colore compreso nella sequenza delle barre in esame.

Poiché tali ampiezze sono inaccettabili, risulta ovvia l'opportunità di ridurre il valore del segnale di crominanza limitatamente alla esigenza di mantenere per tale informazione un adeguato rapporto luminanza / crominanza. Da considerazioni di carattere statistico sulla ricorrenza dei colori saturi al 100% con massima luminanza, sono state fissate escursioni massime di 0,33 rispetto alla tensione unitaria che rappresenta il massimo bianco e -0,3 rispetto al nero. Il disturbo arrecato da questi limiti di ampiezza risulta trascurabile, dato il breve tempo per cui tali ampiezze ricorrono.

Tenendo validi i limiti fissati, le ampiezze delle componenti dei crominanza ( $B-Y$ ) ed ( $R-Y$ ), dovranno essere ridotte secondo due fattori  $m$  ed  $n$  tali che i vettori rappresentanti il segnale cromatico (con barre di colore) si trasformino come riportato in figura 2.6.7 (tratto pieno), mentre la corrispondente rappresentazione cartesiana (ossia vista su un oscillografo) è illustrata in figura 2.6.8. Osservando le ampiezze dei vettori (figura 2.6.7 tratteggiato) e ammettendo un fattore di sovramodulazione di 0,33 come fissato in precedenza, vediamo come per esempio per la barra blu, interessata verso il livello del nero, avente  $E_Y$  pari a 0,11, si debba ottenere per il rispettivo vettore un modulo pari a  $0,11 + 0,33 = 0,44$  mentre, per la barra rossa  $0,3 + 0,33 = 0,63$  (fig. 2.6.8). Pertanto durante la trasmissione delle barre rossa e blu i segnali d.d.c. dovranno risultare moltiplicati per dei fattori riduttivi:

$$\begin{aligned} E_{(R-Y)} &= 0,7 m && m (0,7R - 0,59V - 0,11B) \\ &\text{in quanto} && \\ E_{(B-Y)} &= -0,3 n && n (-0,3R - 0,59V + 0,89B) \end{aligned}$$

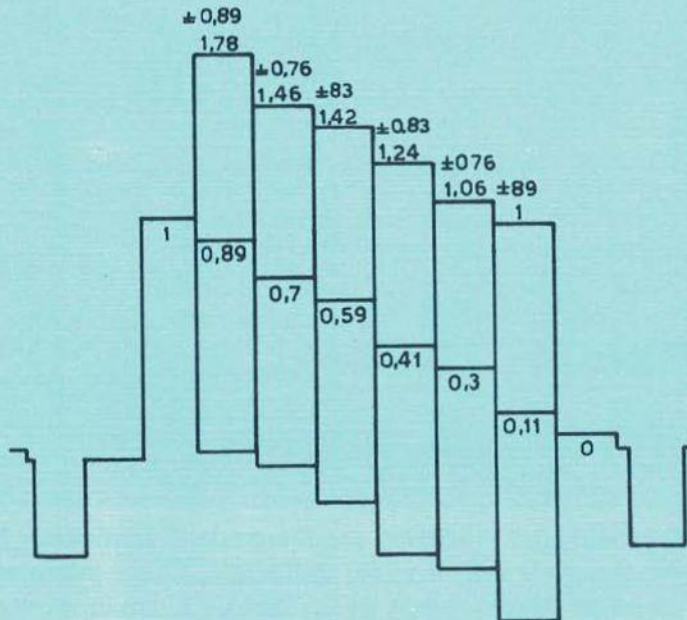


Fig. 2.6.6

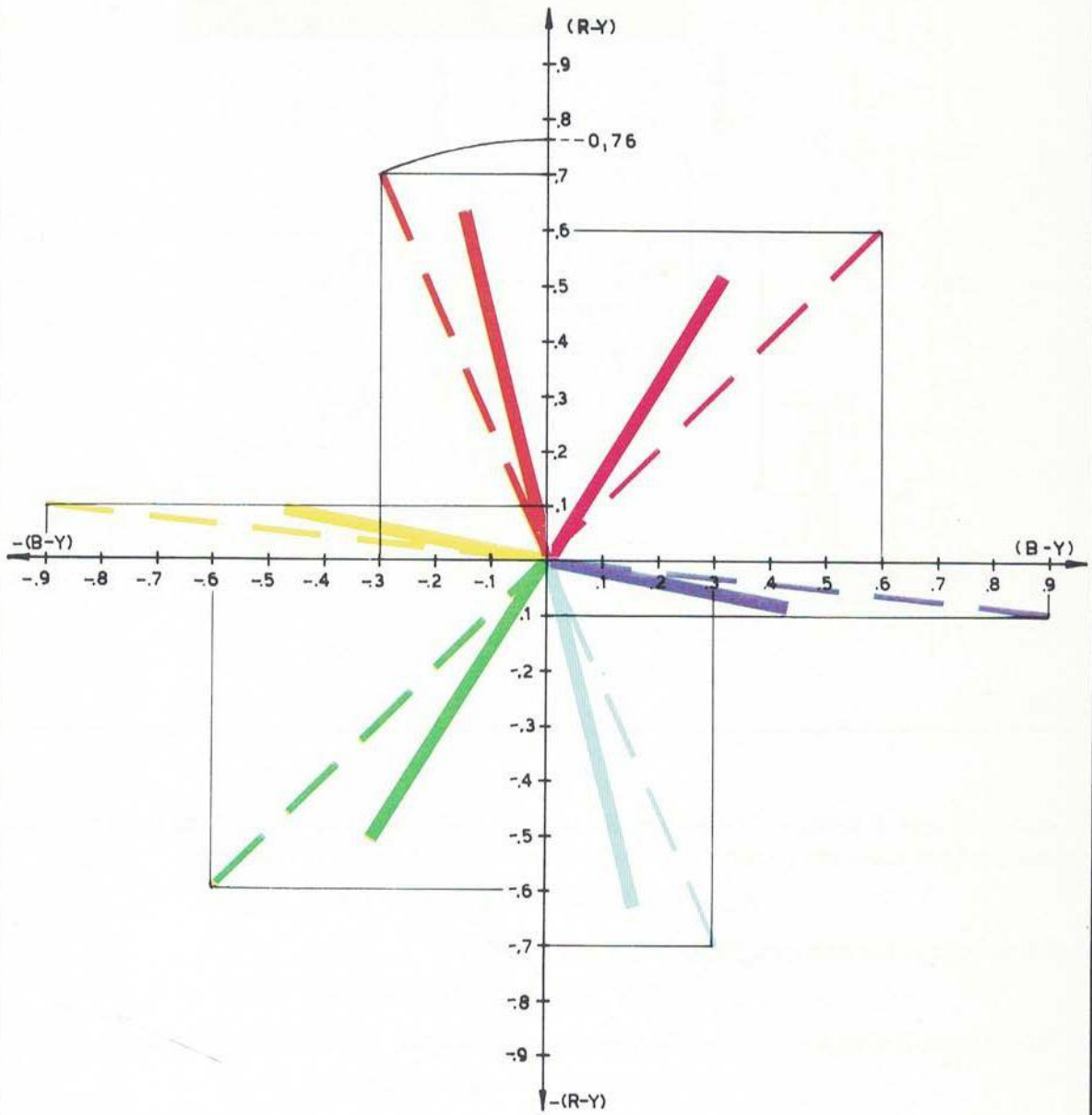


Fig. 2.6.7

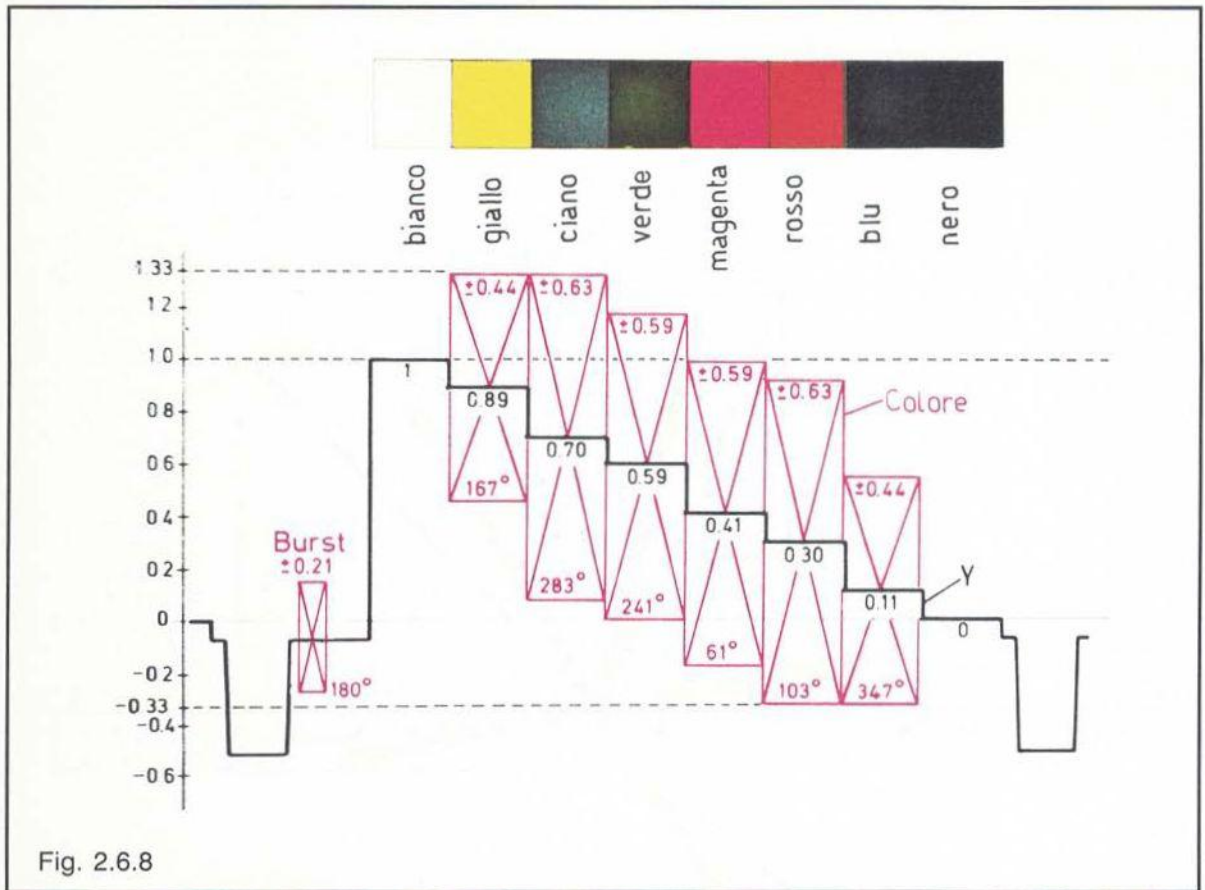


Fig. 2.6.8

Sapendo che il vettore risultante dalla somma (vettoriale ovviamente) delle due componenti non deve superare il valore da noi calcolato di 0,63 possiamo scrivere:

$$A_{rosso} = \sqrt{(0,7 m)^2 + (0,3 n)^2} = 0,63$$

con analoghe considerazioni per la barra blu scriviamo:

$$A_{blu} = \sqrt{(0,11 m)^2 + (0,88 n)^2} = 0,44$$

Risolvendo il sistema formato da queste due equazioni, rispetto ad  $m$  e  $n$  si ricava:

$$m = 0,877 \quad n = 0,493$$

Il diagramma vettoriale si trasforma pertanto in quello definitivo di figura 2.6.7 (tratto pieno). Risulta evidente, confrontando su tale figura le due rappresentazioni, come l'artificio adottato implichi una rotazione di fase dei vettori, con conseguenti marcate variazioni di tinta, soprattutto per il magenta.

L'inconveniente è però presto superato se in ricezione, come vedremo, la matrice che provvederà a ricostruire i segnali primari, terrà conto di questa «compressione di assi», adeguando i valori di amplificazione dei canali dove transiteranno  $E_{(R-Y)}$  ed  $E_{(B-Y)}$ .

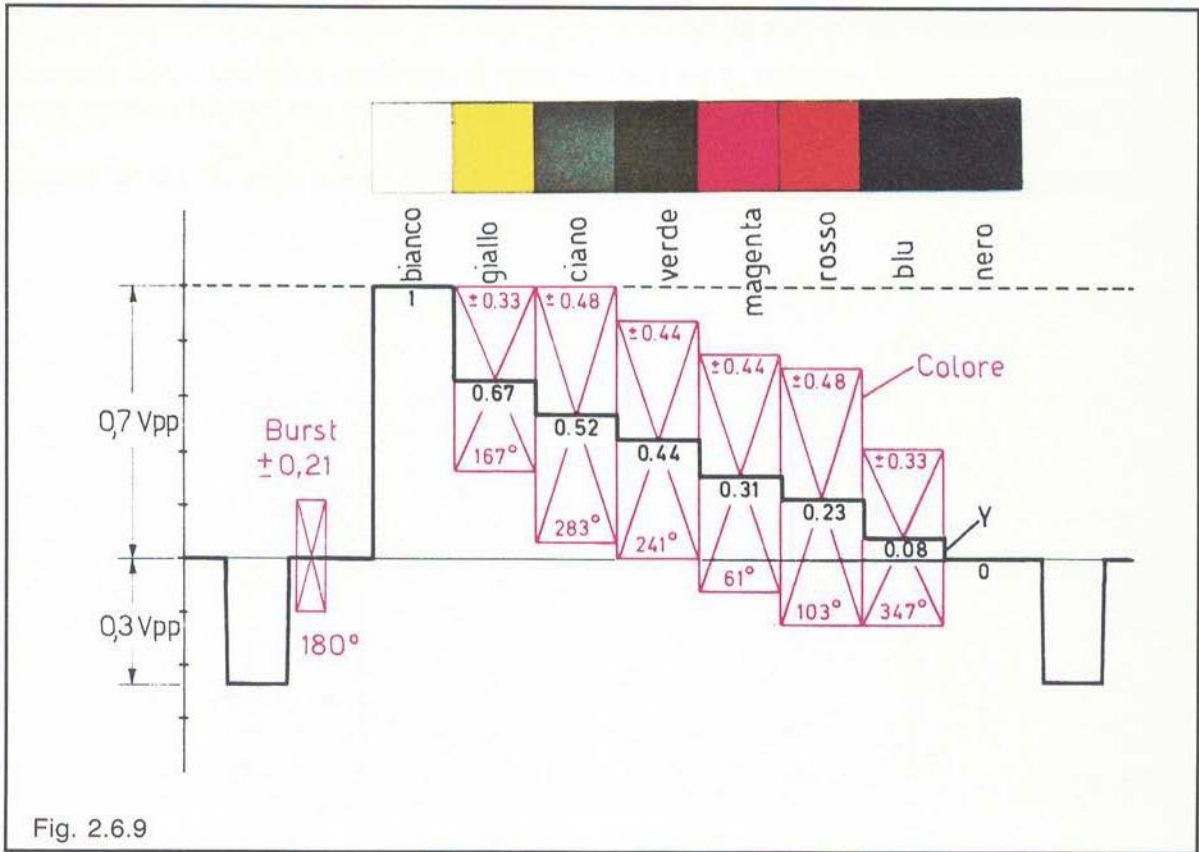


Fig. 2.6.9

L'applicazione dei fattori riduttivi  $0,877$  e  $0,493$ , o se vogliamo dei loro reciproci,  $1,14$  e  $2,03$ , è solo quindi un artificio per evitare sovrarmodulazioni, ma ovviamente non implica rotazioni di fase al termine del processo trasmissione-ricezione.

Segnaliamo il fatto che i segnali  $E_{(R-Y)}$  ed  $E_{(B-Y)}$ , dopo aver subito le riduzioni così previste, vengono denominati  $E_V$  ed  $E_U$  rispettivamente. In questa sede seguiremo anche noi tale norma.

Le barre di colore, che normalmente sono rappresentate da un segnale elettrico generato non da una telecamera, ma da un dispositivo elettronico, possono ancora dare luogo, sui collegamenti video, ad effetti di sovrarmodulazione. Poiché tale segnale rappresenta un «segnale di prova» e poiché, quando si trasmettono immagini a colori riprese da telecamere, i colori così saturi ed a piena luminanza non sono molto ricorrenti, si è normalizzato il segnale di barre di colore saturate al 100% con ampiezza al 75%.

Onde evitare che la cromaticità superi, in livello, la barra bianca, si tiene per livello massimo di riferimento, appunto il valore  $1V$  dovuto alla barra bianca, e si riducono sia la componente di cromaticità che quella di luminanza al 75% di ampiezza; in tal modo il rapporto luminanza / cromaticità rimane costante mentre, come dimostra la figura 2.6.9, il segnale elettrico completo (luminanza + cromaticità) presenta le caratteristiche desiderate. Riepilogando, in trasmissione i fattori riduttivi  $1,14$  e  $2,03$  sono comunque sempre applicati ai segnali  $E_{(B-Y)}$  ed  $E_{(R-Y)}$ , mentre la riduzione al 75% viene applicata solo quando si trasmette il segnale delle barre di colore.

## 2.6.2 Compensazione dell'errore di fase

La rappresentazione vettoriale di un certo segnale di cromaticità avviene riportando sugli assi  $V$  e  $U$  i moduli di tali componenti che, sommati, danno luogo appunto ad un certo colore  $E_C$ .

Ricordiamo come con  $V$  e  $U$  intendiamo  $\frac{R-Y}{1,14}$  e  $\frac{B-Y}{2,03}$ , che sono gli assi di modulazione adottati nel PAL.

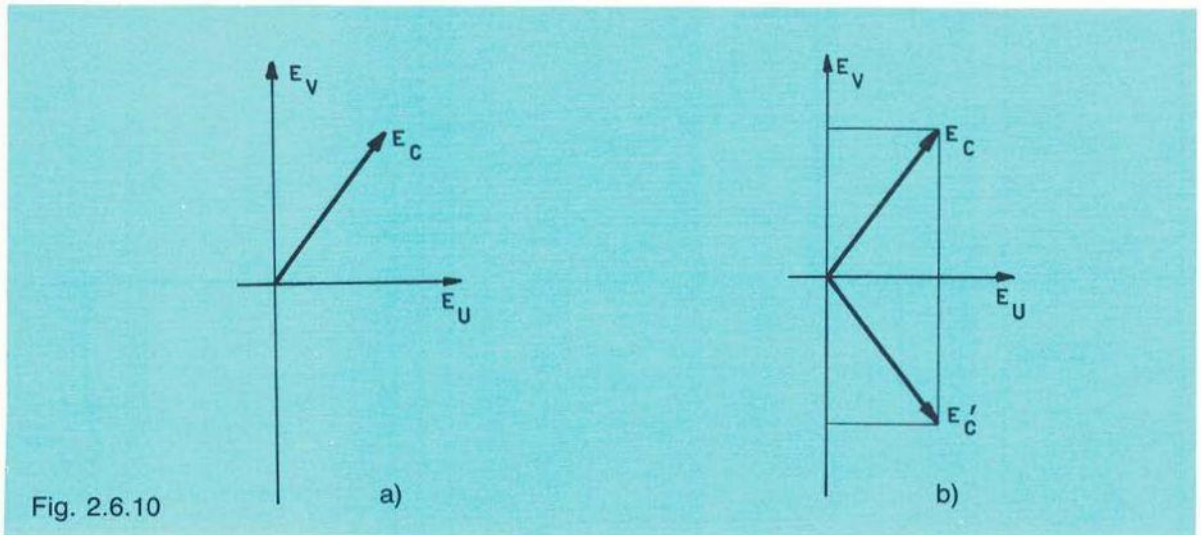


Fig. 2.6.10

Il vettore di cromaticità  $E_C$ , riportato in figura 2.6.10a, è la grandezza espressa dalla somma di  $E_V$  ed  $E_U$  esaminate nel sistema precedente, e, per semplicità di simbolismo, diremo che:

$$E_C = E_U + j E_V \quad [1]$$

La [1] esprime il fatto che la sottoportante modulata da  $E_V$ , ossia  $\frac{R-Y}{1,14}$ , è in quadratura con quella modulata da  $E_U$ .

La  $E_C$  della [1] non è quindi niente altro che un certo colore trasmesso nel sistema NTSC.

Supponiamo ora che la fase della sottoportante, che supporta  $E_V$ , anziché anticipare  $E_U$  di  $90^\circ$  secondo la [1], ritardi della stessa entità.

Otterremo un diagramma vettoriale 2.6.10b, dove il vettore di cromaticità, che ora chiameremo  $E'_C$ , risulterà

$$E'_C = E_U - j E_V$$

La differenza tra  $E_C$  ed  $E'_C$  sta nell'inversione di fase di  $180^\circ$  della componente  $E_V$ . Evidentemente, prendendo ancora come riferimento il sistema NTSC, se anziché trasmettere  $E_C$ , venisse trasmesso  $E'_C$ , il diagramma polare in presenza di barre di colore standard risulterebbe come in figura 2.6.11 dove è stato riportato tratteggiato quello dovuto alla componente  $-jE_V$ . Come evidenziato da tale figura, il passaggio da  $+jE_V$  a  $-jE_V$  comporta un ribaltamento speculare dei vettori cromatici rispetto all'asse  $E_U$ . Presi separatamente, i due segnali

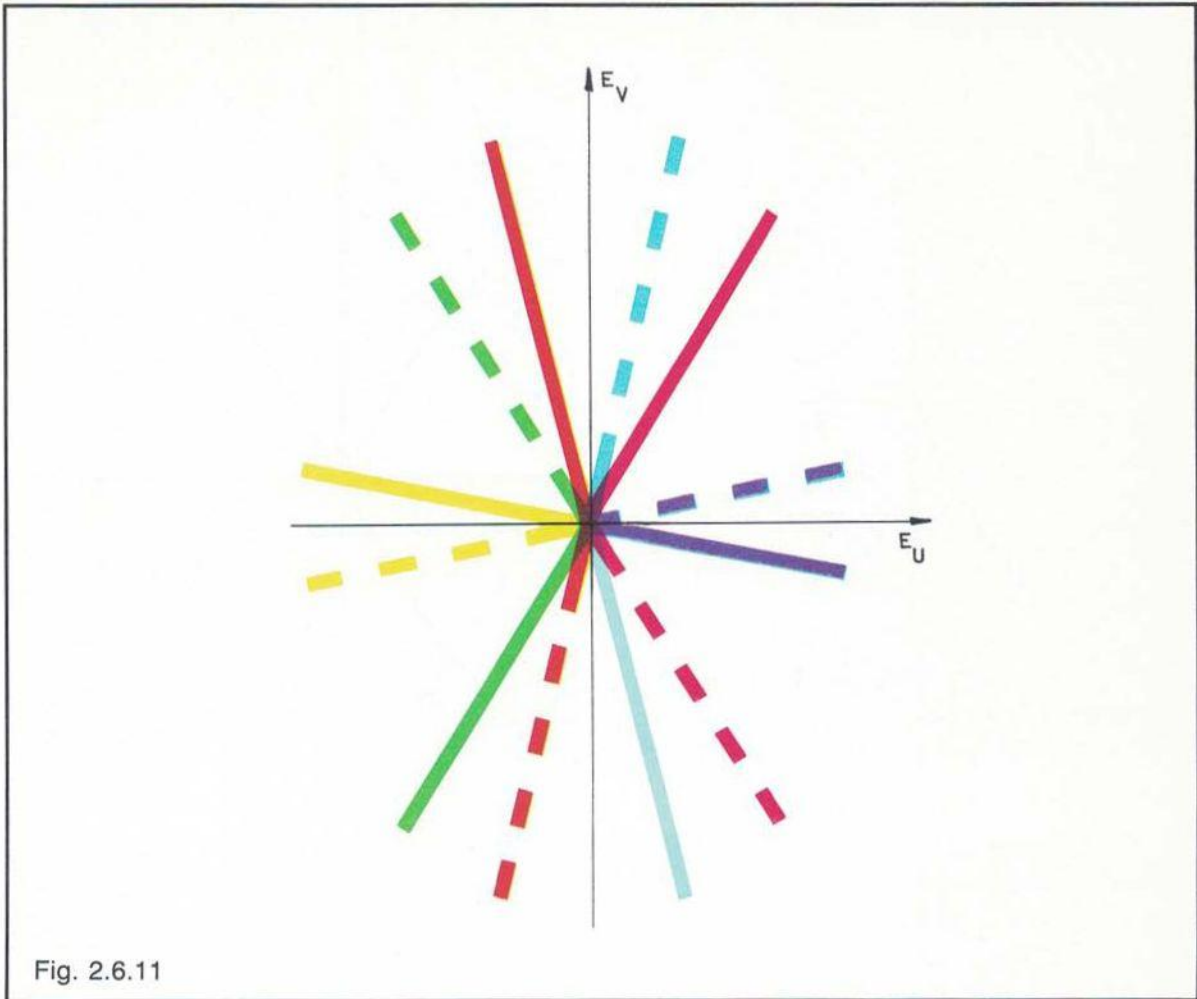


Fig. 2.6.11

$E_C$  ed  $E'_C$  sono vettori di crominanza codificati NTSC, con l'unica differenza di presentare un ribaltamento della componente  $E_V$ .

Supponiamo, per semplicità, di trasmettere un'immagine fissa come per esempio un cartello rosso, in modo che la cromaticità tra due righe adiacenti dello stesso semiquadro risulti eguale; supponiamo inoltre, come vettore rappresentativo della crominanza, di trasmettere per una riga  $E_C$  e per la successiva  $E'_C$  e così via, in modo tale che il segnale elettrico, visto su diagramma polare, risulti come da figura 2.6.12. Il segnale contiene quindi, per una riga, il vettore che risponde all'informazione NTSC e, per la riga successiva, il vettore coniugato complesso  $E'_C$ . Se in ricezione riusciremo ad avere la presenza contemporanea dei due vettori  $E_C$  e  $E'_C$  che in realtà si susseguono con un intervallo di  $64 \mu s$ , rileviamo dalla figura 2.6.13 come, mediante somma e differenza tra le due grandezze, possano essere discriminati i due assi di modulazione che tali vettori hanno generato. Vedremo, trattando la decodifica, come sia possibile attuare la condizione citata.

In questo capitolo ci preme dimostrare che, trasmettendo per una riga un certo vettore e, per la riga successiva, il suo complesso coniugato, l'eventuale errore di fase differenziale in-



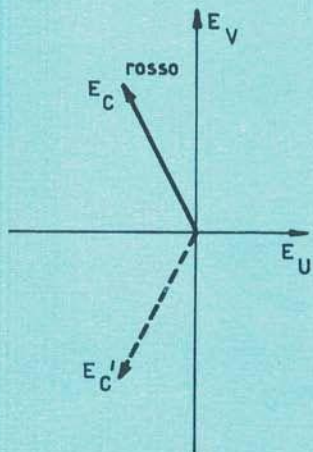


Fig. 2.6.12

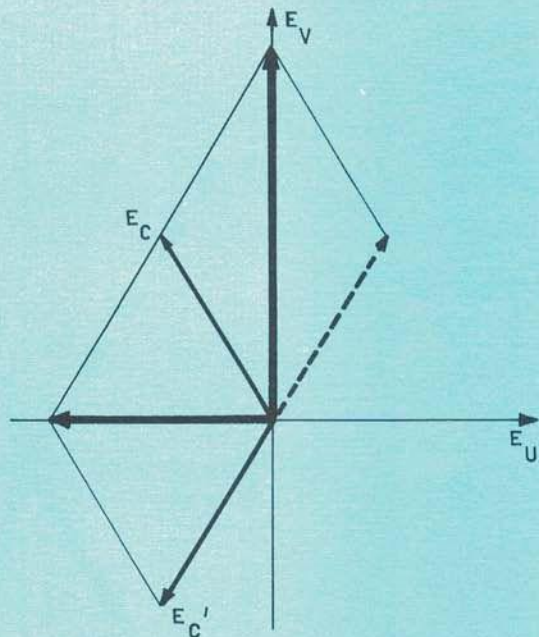


Fig. 2.6.13

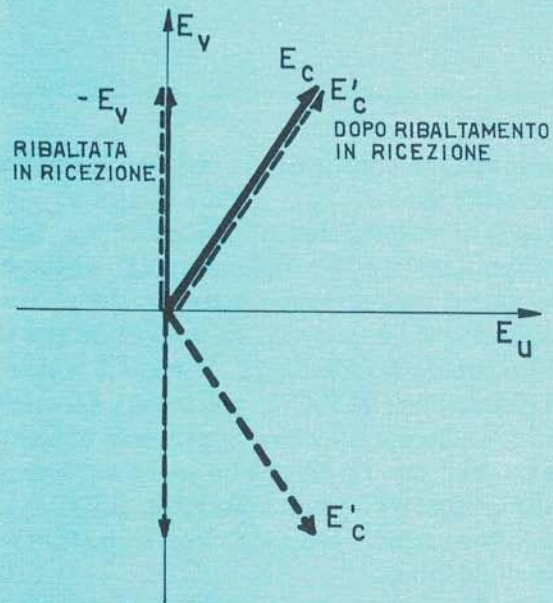


Fig. 2.6.14

trodotto lungo la catena di trasmissione-ricezione si autocompensa. Pensando di trasmettere un quadro tutto magenta, il segnale elettrico relativo sarà formato dalla componente  $E_U$  a fase costante, mentre quella  $E_V$  subisce, come detto, una inversione di fase di  $180^\circ$  a cadenza di riga. Se non siamo in presenza di errori di fase differenziale, la figura 2.6.14 dimostra come in ricezione si debba compiere, in sincronismo, analoga commutazione della componente  $E_V$  onde ottenere, per tutte le righe, il vettore cromatico  $E_C$  esprimente il colore magenta.

La media tra  $E_C$  ed  $E_C'$  dà luogo ad un vettore  $2 E_C$  con fase immutata.

Ora trasmettendo il medesimo segnale, supponiamo si verifichi un errore di fase differenziale  $\vartheta$ , il quale sposta di  $\vartheta^\circ$  la fase  $E_C$  in senso antiorario. Ricordiamo come il riferimento sia rappresentato dal burst, per cui la fase tra  $E_C$  ed sincronismo di colore è variata di  $\vartheta^\circ$ .

La  $E_C$  della generica riga  $n$  si sposta in  $E_C^*$  mentre  $E_C'$  della riga  $n + 1$  si porta in  $E_C'^*$ . Quest'ultimo, generato dalla componente  $-jE_V$  subirà in ricezione un ribaltamento di questo asse che lo riporterà nella posizione fasoriale  $E_C'^{**}$  (fig. 2.6.15).

La media tra i segnali di due righe successive, nel caso specifico  $E_C^*$  ed  $E_C'^*$ , dà luogo ancora, a parte l'ampiezza, al vettore di crominanza  $E_C$  trasmesso e quindi alla tinta magenta la quale non ha subito variazioni per effetto dell'errore  $\vartheta^\circ$  di fase differenziale, che si ripercuote con una desaturazione proporzionale all'errore stesso.

Segnaliamo ancora, fatto molto importante, come potendo discriminare in ricezione le componenti della modulazione in quadratura mediante somma e differenza tra  $E_C$  e  $E_C'$ , prima della demodulazione non vi sia intermodulazione tra i due segnali di crominanza, come invece accade nell'NTSC.

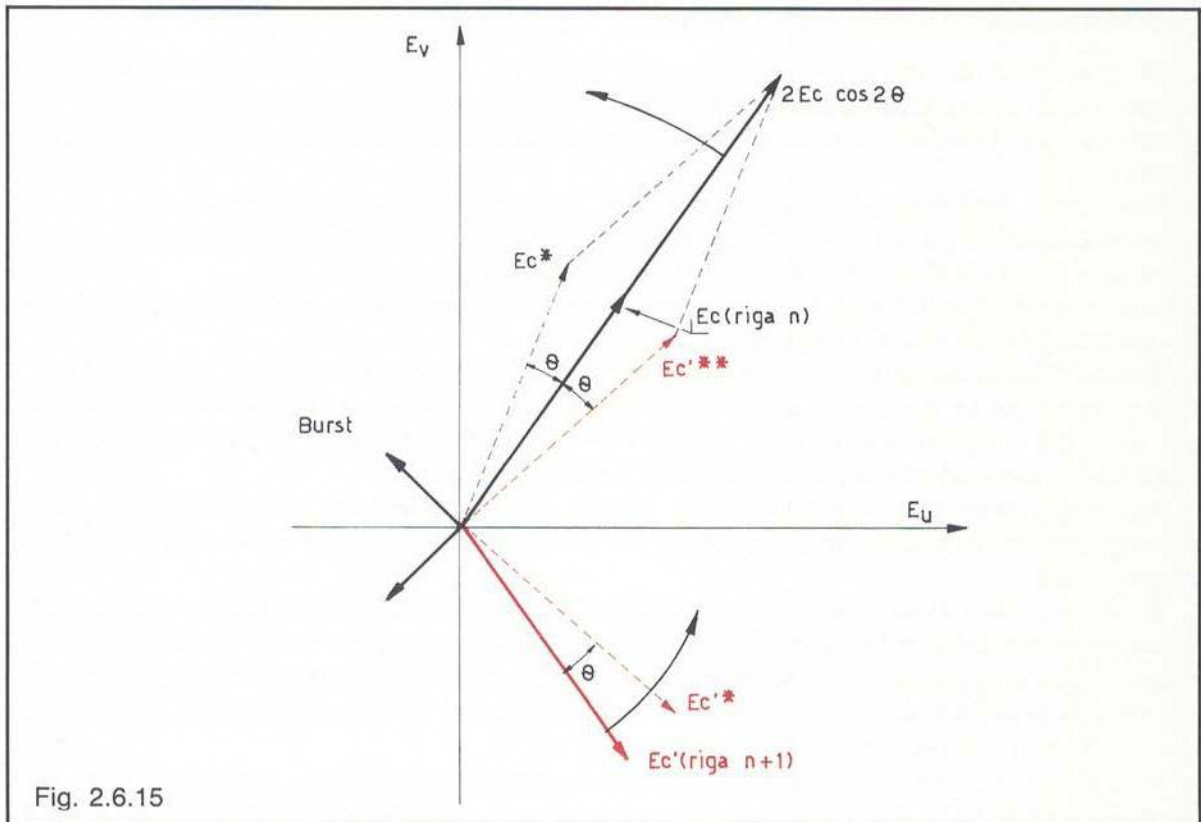


Fig. 2.6.15

Anche su tale punto chiariremo meglio il problema in seguito, affrontando la demodulazione sincrona.

Nel PAL quindi non è necessario adottare gli assi  $I$  e  $Q$  a banda differenziata, ma si impiegano, come segnalato,  $E_V$  ed  $E_U$  a eguale larghezza di  $1,3\text{ MHz}$ .

Il taglio di banda superiore adottato nei trasmettitori, grazie a questo potere discriminante del PAL, non provoca interferenza alcuna in quanto le componenti spurie si elidono in ricezione.

Ribadiamo, come vedremo trattando la decodifica, che la media tra due linee successive verrà attuata in ricezione, mediante l'impiego di memoria per «trattenere» l'informazione della riga  $n$  e di operazioni di somma e differenza tra  $E_C$  e  $E'_C$ . Prima sostanziale differenza tra il PAL e l'NTSC è rappresentata quindi dalla commutazione a frequenza di riga dell'asse  $E_V$ .

Evidentemente, dovendo in ricezione compiere in sincrono la stessa commutazione, risulta indispensabile «informare» il ricevitore stesso sulla polarità dell'asse  $E_V$ . In altri termini, si dovrà avvisare il ricevitore se la riga trasmessa, e dallo stesso ricevuta in quell'istante, contiene  $+jE_V$  oppure  $-jE_V$  in modo che il relativo commutatore si posizioni correttamente.

Ovviamente nelle transizioni orizzontali di croma, non essendo eguali le informazioni tra due linee consecutive, le considerazioni svolte non sono più valide e si ottiene pertanto un'infedeltà cromatica.

### 2.6.3 Sincronismo di colore (burst) alternato

La possibilità di commutazione sincrona dell'asse  $E_V$  deve essere assicurata mediante l'invio di una nuova informazione contenuta nel segnale video. In un primo tempo, il PAL prevedeva il suo inserimento nella cancellazione verticale, occupando così parecchie righe televisive.

Due motivi fondamentali hanno consigliato di trovare una nuova soluzione:

- La cancellazione verticale, dovendo essere utilizzata per l'invio dei segnali di prova e di televideo, non può essere impegnata da tale informazione.
- La commutazione dell'asse  $E_V$  avviene a frequenza di riga, per cui risulta più efficace una «identificazione» che avvenga con la stessa cadenza.

È bene chiarire come il secondo punto sia dovuto più a considerazioni di carattere concettuale che pratico, in quanto, anche identificando la commutazione a frequenza di quadro, in caso di errore si devono attendere al più 312 righe prima di riottenere nuovamente la cadenza esatta di  $E_V$ ; ciò evidentemente non presenta reali inconvenienti.

Aggiungiamo ancora, come elemento a sfavore dell'identificazione a frequenza di quadro, la complicazione circuitale dell'estrazione, nel ricevitore, di tale informazione mediante un circuito porta.

Si pensò quindi assai presto alla possibilità di demandare al burst anche il compito dell'identificazione della polarità di  $E_V$ , liberando la cancellazione verticale. Evidentemente il commutatore di ricezione verrà ancora azionato dagli impulsi a frequenza di riga, mentre la sua corretta posizione di fase, dovendo essere assicurata dal burst, porterà quest'ultimo a subire una variante rispetto a quello codificato nell'NTSC.

Allo scopo, il burst è stato scomposto in due componenti di eguale ampiezza, l'una sull'asse  $-E_U$  e l'altra su  $E_V$ . Con riferimento alla figura 2.6.16, durante la riga  $n$  il burst risul-

terà la composizione vettoriale tra  $-E_U$  e  $+E_V$  con posizione fasoriale  $135^\circ$ , mentre per la riga  $n + 1$  la composizione avverrà tra  $-E_U$  (che non ha subito inversioni) e  $-E_V$  poiché, come più volte segnalato, tale componente viene commutata a frequenza di riga, la relativa posizione fasoriale risulterà  $225^\circ$ .

Due burst appartenenti a righe adiacenti subiscono quindi una variazione di fase di  $90^\circ$ .

Risulta abbastanza chiaro come, in ricezione, sia sufficiente «leggere» la fase del burst ricevuto, per sapere con certezza la polarità dell'asse  $E_V$ .

Infatti, se il burst ricevuto ha fase  $135^\circ$ , ciò significa inequivocabilmente che la riga interessata contiene  $+E_V$ .

In trasmissione i codificatori pertinenti ai generatori di immagini che compongono un pool di ripresa vengono sincronizzati, per quanto riguarda la polarità dell'asse  $\pm V$ , con l'alternanza PAL fornita ancora dal PG e distribuita come gli altri segnali di base.

È evidente che il burst, almeno per le linee occupate dal vero e proprio sincronismo verticale, non può essere trasmesso durante la cancellazione verticale; nel sistema NTSC, per le righe interessate, esso viene soppresso. Nel sistema PAL, a causa della modulazione di fase che esso subisce, il problema risulta più complesso.

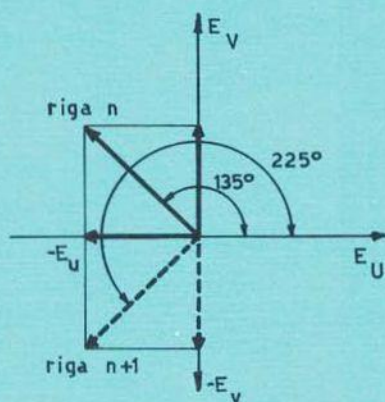
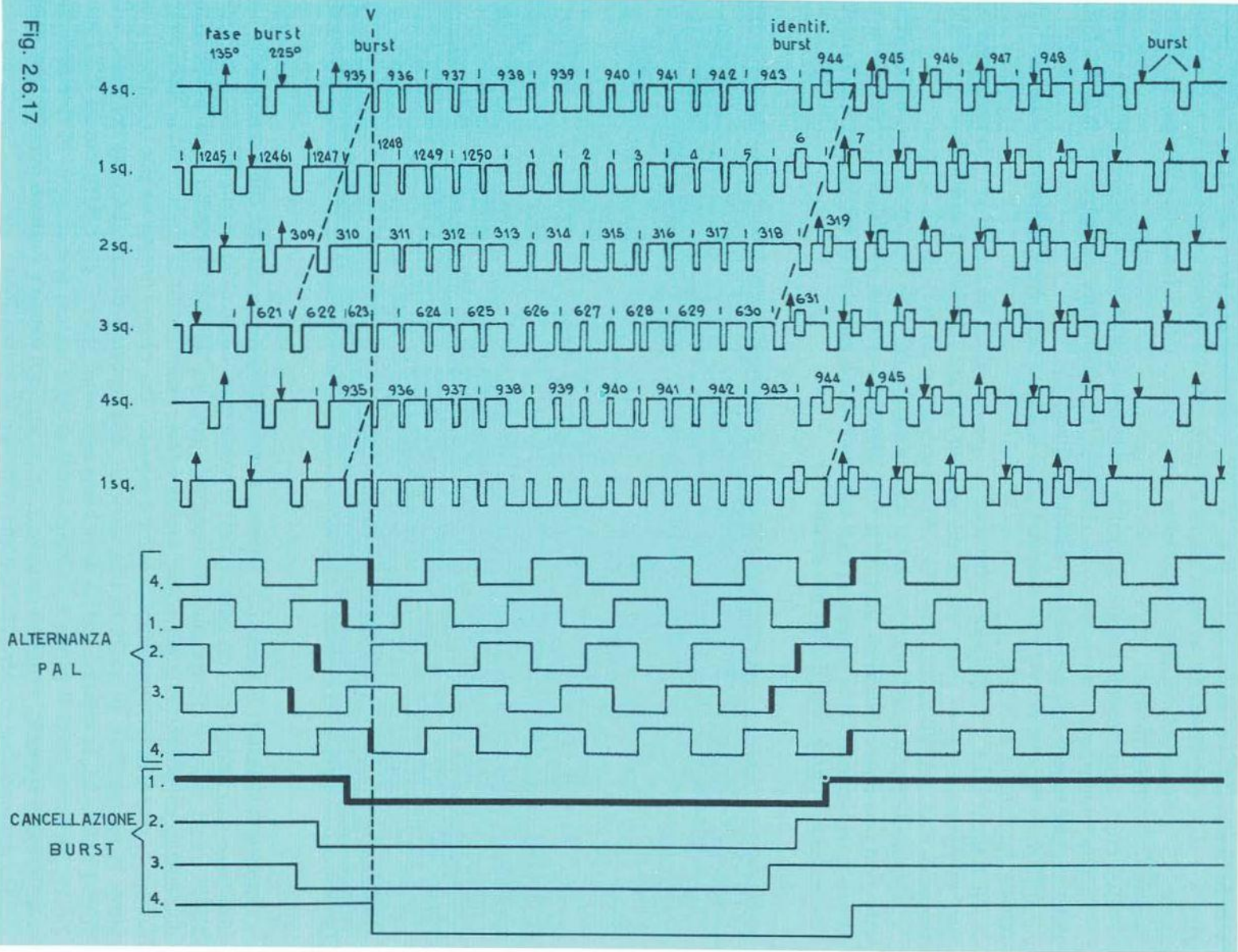


Fig. 2.6.16

Impiegando infatti il medesimo sistema di cancellazione, si ottiene che i semiquadri non iniziano e non terminano con burst aventi la stessa fase, come chiaramente dimostra la figura 2.6.17. Tale fatto si ripercuote, in ricezione, con un leggero sfarfallio sulle prime righe dell'immagine, soprattutto per colori molto saturi. Esaminando la rigenerazione della sottoportante, chiariremo maggiormente quanto esposto. Per evitare questo sia pur trascurabile effetto, la norma PAL prevede, in trasmissione, una «porta» di cancellazione del burst della durata di 9 righe, la quale si sposta di  $1/2$  riga ogni semiquadro, per cui, tornando alla figura 2.6.17, notiamo come il primo e l'ultimo burst di ogni trama, se non sono di fase corretta, come avviene appunto, vengono cancellati. In tal modo il primo e l'ultimo burst di ogni semiquadro avranno fase eguale ( $225^\circ$ ), come definisce la norma PAL.

Fig. 2.6.17



### 2.6.4 Frequenza di sottoportante PAL

Nel sistema NTSC il valore esatto della frequenza di sottoportante è stato determinato in modo da risultare multiplo dispari di metà frequenza di riga, onde consentire un'interlacciamento degli spettri, con conseguente disturbo a bassa visibilità.

Per quanto riguarda la componente  $E_V$  si ha nel PAL un comportamento identico a quello visto nel sistema NTSC; la banda pertinente al segnale cromatico si dispone ancora negli spazi energeticamente meno densi dello spettro del segnale di luminanza.

Nel caso di sola modulazione secondo l'asse  $\pm E_V$ , la sottoportante modulata verrebbe a presentare le proprie componenti sovrapposte a quelle della luminanza. Infatti un ciclo di commutazione dell'asse  $E_V$  si completa in  $128\mu s$ , in quanto per  $64\mu s$  si ha  $E_V$  positivo e per altri  $64\mu s$   $E_V$  è negativo. La cadenza del fenomeno avviene cioè con la frequenza

$$f = \frac{15625}{2} \approx 7,8 \text{ KHz}$$

Ciò significa che lo spettro del segnale cromatico risulta modificato anche su multipli a frequenza  $\frac{H}{2}$ , come visto poc'anzi.

La figura 2.6.18 dimostra come i due spettri non si interlaccino più con minima interferenza, ma si rende necessaria la ricerca di un nuovo valore della frequenza di sottoportante, che consenta di spostare lo spettro dovuto alla componente  $E_V$  rispetto a quella di luminanza, che non è, peraltro, variato. La condizione di offset di mezza riga, valida per l'NTSC, non risulta più soddisfacente.

Senza ripetere le considerazioni svolte sulla visibilità della sottoportante in funzione dell'offset, diciamo che la condizione più favorevole si ottiene con un offset a 1/4 di riga.

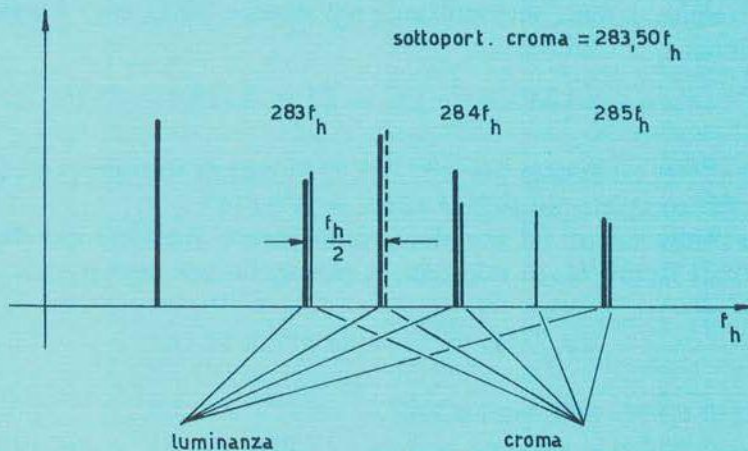


Fig. 2.6.18

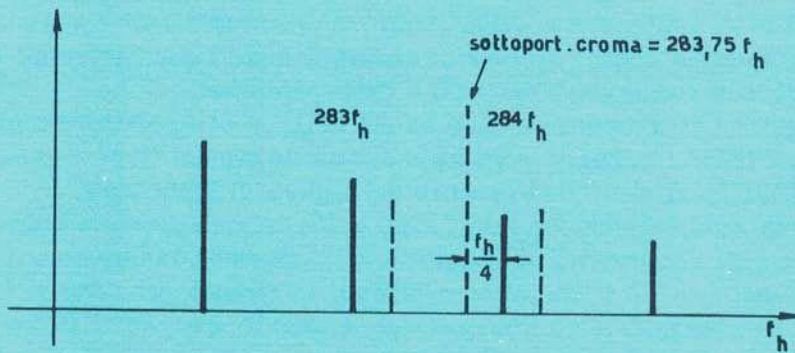


Fig. 2.6.19

L'interlacciamento degli spettri è stilizzato in figura 2.6.19 dalla quale risulta intuitivo come la sottoportante non può che essere spostata a  $1/4$  di riga dalle componenti di luminanza. Evidentemente la compatibilità risulta minore rispetto all'NTSC, in quanto le componenti spettrali di luminanza addensate su multipli della  $f_h$  risultano più vicine a quelle dovute alla componente cromatica  $F_V$  e, a parità di ampiezza, risulteranno quindi maggiormente interferenti. Un miglioramento può ancora essere ottenuto facendo in modo che la riga  $n + 312$ , disponendosi sopra alla riga  $n$  (semiquadro precedente), scambi i suoi punti luminosi con quelli scuri. In altre parole, come avevamo visto per l'NTSC, la sottoportante si presenta con una serie di punti chiari (semionde positive) e scuri come segnale interferente; per migliorare la compatibilità con un artificio, si intende scambiare, in semiquadri successivi, la polarità di detti punti.

Lo scopo si raggiunge sommando alla frequenza di sottoportante il  $25 \text{ Hz}$ , in modo che, in un cinquantesimo di secondo (tempo che separa la riga  $n$  dalla riga  $n + 312$ ) la posizione della sottoportante si sposti di mezzo ciclo. L'incremento di  $25 \text{ Hz}$  subito dalla sottoportante viene definito offset di integrazione. Possiamo quindi, in base alle considerazioni svolte, stabilire il preciso valore di frequenza della sottoportante nel sistema PAL; essa è legata alla frequenza di riga della relazione:

$$F_{SP.PAL} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_h + 25 = 4.433.618,75 \text{ Hz}$$

La relazione di offset esaminata prevede  $283,7516$  cicli di sottoportante per ogni riga televisiva, ossia  $283$  cicli completi più  $0,7516 \cdot 360^\circ = 270,576^\circ$ .

Partendo dalla prima riga di un generico semiquadro e considerando che la sottoportante inizi con fase  $0$  con il fronte  $H_0$  di tale riga, si ottengono per ogni trama:

$$283,7516 \cdot \frac{625}{2} = 88.672,3750 \text{ cicli}$$

ossia  $88.672$  cicli più  $0,375 \cdot 360^\circ$  pari a  $135^\circ$ .

Nel secondo semiquadro si avranno pertanto  $17.7344,75$  cicli, e così di seguito.

Soltanto dopo  $8$  semiquadri si otterrà nuovamente la primitiva situazione con l'inizio della linea fronte  $H_0$  coincidente con la fase  $0$  della sottoportante, in quanto il prodotto  $88.672,375 \cdot 8 = 709.379$  è espresso da un numero intero.

Supponiamo infatti che, all'inizio di un particolare quadro, la sottoportante inizi la prima riga con fase  $0$  rispetto ad  $H_O$ . Al termine di ogni semiquadro i cicli saranno:

Semiquadro	Cicli di $F_{SP}$			
I	88672,375	ossia	88672 cicli interi	+ $135^\circ$
II	177344,750	ossia	177344 cicli interi	+ $270^\circ$
III	266017,125	ossia	266017 cicli interi	+ $45^\circ$
IV	354689,500	ossia	354689 cicli interi	+ $180^\circ$
V	443361,875	ossia	443361 cicli interi	+ $315^\circ$
VI	532034,250	ossia	532034 cicli interi	+ $90^\circ$
VII	620706,625	ossia	620706 cicli interi	+ $225^\circ$
VIII	709379,000	ossia	709379 cicli interi	+ $0^\circ$

Il ciclo di  $F_{SP}$  ritorna all'inizio ( $\vartheta = 0^\circ$ ) dopo l'VIII semiquadro, per ricominciare con la stessa procedura.

Ossia il ciclo fasoriale  $F_{SP}$ ,  $H_O$  si conclude in 8 semiquadri. Come conseguenza la fase della componente  $E_U$  del burst alternato, misurata rispetto ad  $H_O$ , ruota di  $90^\circ$  in senso orario passando da una riga alla successiva.

Vedremo come questo fatto, nella registrazione video magnetica e precisamente nei montaggi elettronici di alta precisione, risulti assai importante e condizioni l'operazione stessa di montaggio.

Poiché il sistema di ripresa televisiva implica l'esplorazione dell'immagine con i processi di analisi orizzontale e verticale, è indispensabile che l'apparato generatore di immagine sia pilotato da quei particolari segnali, definiti di base e forniti dal PG (vedi Volume 1), che completano, come visto, l'informazione video vera e propria. Se poi si considera un centro dove sono presenti più sorgenti di ripresa, il PG sarà centralizzato ed i suoi segnali alimenteranno tutte le sorgenti video, consentendone il perfetto sincronismo, e quindi la commutazione tra immagini differenti, senza perdita, da parte dell'utente, della sincronizzazione durante l'operazione di commutazione stessa.

Per queste sorgenti locate in punti diversi, con distanze non eguali rispetto al luogo di centralizzazione e distribuzione dei segnali, esisteranno problemi di ritardi di fase che possono comunque essere compensati, se richiesto; in tal modo, nel punto principale di smistamento delle immagini si possono ottenere segnali video perfettamente sincroni ed in fase corretta.

Nel caso di generatori di segnali base per riprese in bianco e nero, i segnali forniti sono:

- segnale di sincronismo orizzontale con frequenza  $F_h$
- segnale di sincronismo verticale con frequenza  $F_q$
- segnale di cancellazione a frequenza  $F_h$  e  $F_q$
- segnale di supersincrono a frequenza  $2F_h$ ,  $F_h$  e  $F_q$ .

Evidentemente, nel caso di riprese con codifica in PAL, vi saranno dei segnali supplementari che si aggiungono ai previsti  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  del BN.



### 2.6.5 CODIFICATORE PAL

Essi sono:

- e) segnale di sottoportante (trasposizione della crominanza)
- f) segnale della porta burst (generazione sincronismo colore)
- g) segnale alternanza PAL (identificazione polarità  $\pm V$ )

Come visto in precedenza, il sistema PAL prevede un legame tra la frequenza di sottoportante e quella di scansione orizzontale, espresso dalla relazione:

$$F_{SP} \left( 284 - \frac{1}{4} \right) F_h + F_q \quad \text{dove } F_h = 15625 \text{ Hz e } F_q = 25 \text{ Hz} \quad [1]$$

ricavando dalla [1] la  $F_h$ , otteniamo:

$$F_h = \frac{F_{SP} - F_q}{284 - \frac{1}{4}} = \frac{(4.433.618,75 - 25) \cdot 4}{1135} \quad [2]$$

Risulta evidente che gli apparati preposti alla ripresa a colori verranno alimentati con generatori di segnali in cui  $F_h$  e  $F_{SP}$  sono legate secondo le relazioni riportate.

Ricordiamo ancora come i PG più attuali consentano anche il legame fasoriale  $H_0$ ,  $F_{SP}$  (fase 0 per la I riga del I semiquadro) previsto per il rispetto della sequenza a 8 semiquadri vista poc' anzi.

Nelle telecamere portatili, o comunque ENG, tale legame generalmente non è previsto per ragioni di riduzione sia di consumi che di spazio, in quanto il PG risulterebbe più complesso.

### 2.6.5 Codificatore PAL

Anche in questo tipo di codifica è necessario formare il segnale di luminanza  $Y$ , i segnali d.d.c. e, con questi, modulare la sottoportante con il consueto sistema bifase a portante soppressa. Le uniche varianti consistono nella tecnica impiegata per la generazione del burst alternato e nell'inversione periodica dell'asse  $E_v$ .

Osservando la figura 2.6.20, dove è riportato lo schema a blocchi di un codificatore PAL e le relative f.o., risulterà più semplice comprendere come viene formato il burst.

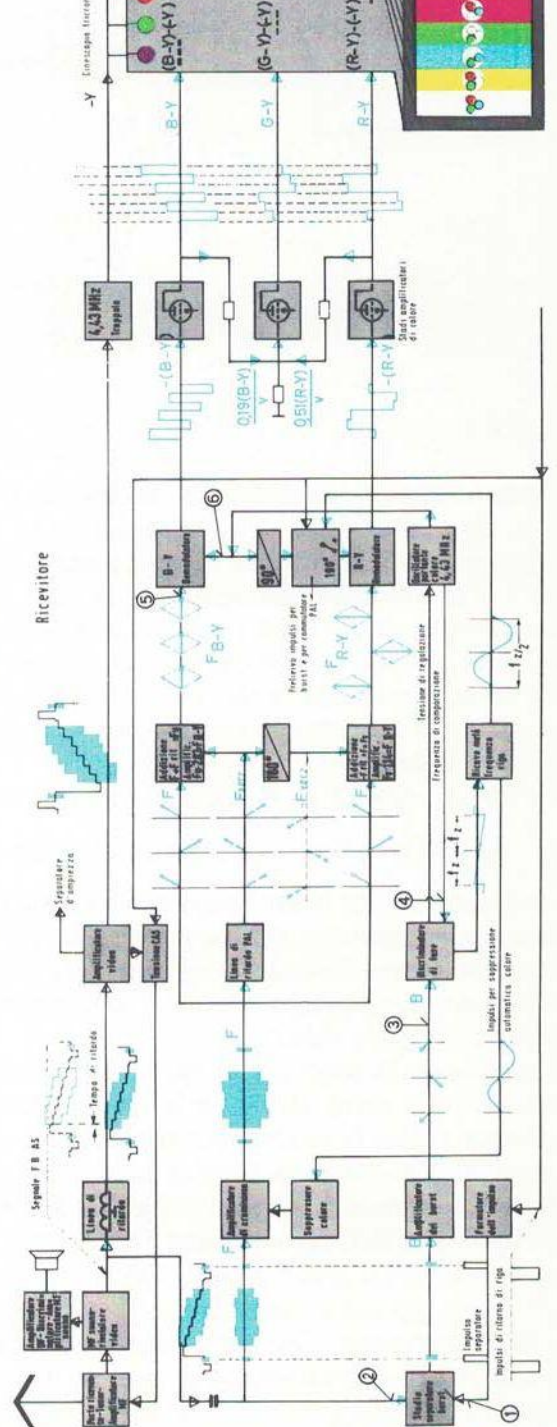
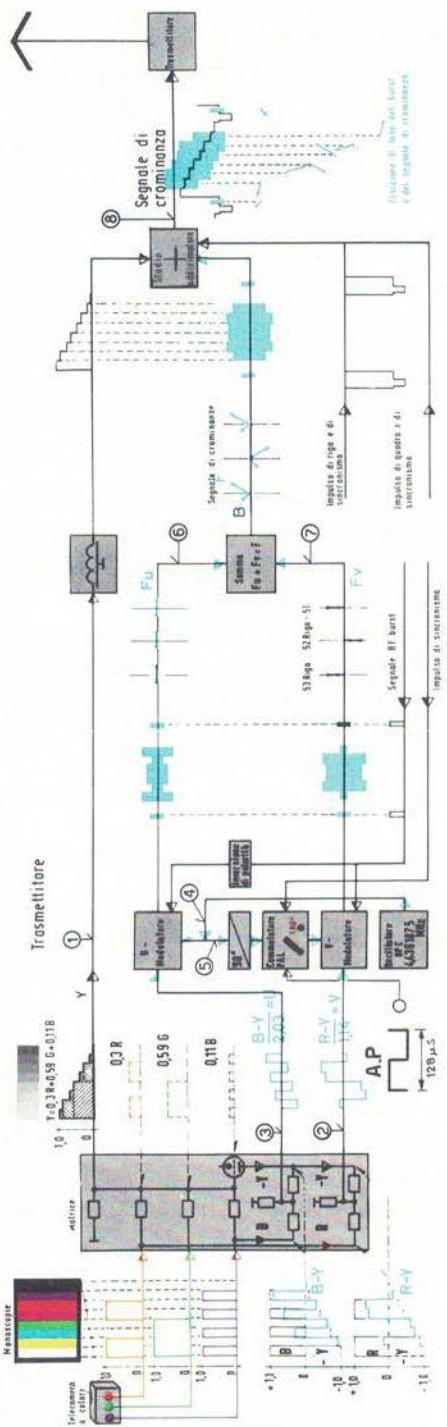
La formazione dei segnali  $Y$ ,  $\frac{B-Y}{2,03}$ ,  $\frac{R-Y}{1,14}$  è ottenuta ancora con matrice; due modulatori bilanciati, del tipo già esaminato, provvederanno alla trasposizione di frequenza.

La sottoportante viene inviata con fase  $0^\circ$  al modulatore  $U$ , con fase  $90^\circ$  al modulatore  $V$ , essendo gli assi in quadratura. Quest'ultima sottoportante (fase  $90^\circ$ ), prima di alimentare il relativo modulatore, viene invertita di  $180^\circ$  a cadenza di riga. Essa avrà quindi fase  $\pm V$  e sarà idonea ad essere modulata dal relativo segnale  $\frac{R-Y}{1,14}$ . Il medesimo risultato poteva essere ottenuto tenendo costante la fase di sottoportante (per esempio  $+V$ ) ed invertendo a frequenza di riga la modulante. Ricordiamo infatti come, nella modulazione di ampiezza a portante soppressa, l'inversione della modulante al passaggio per lo zero coincide con l'inversione di  $180^\circ$  dei prodotti di modulazione.

Invertire quindi l'una o l'altra grandezza porta al medesimo risultato.

Fig. 2.6.20

Schema blocchi di un trasmettitore televisivo a colori



Schema blocchi di un televisore a colori

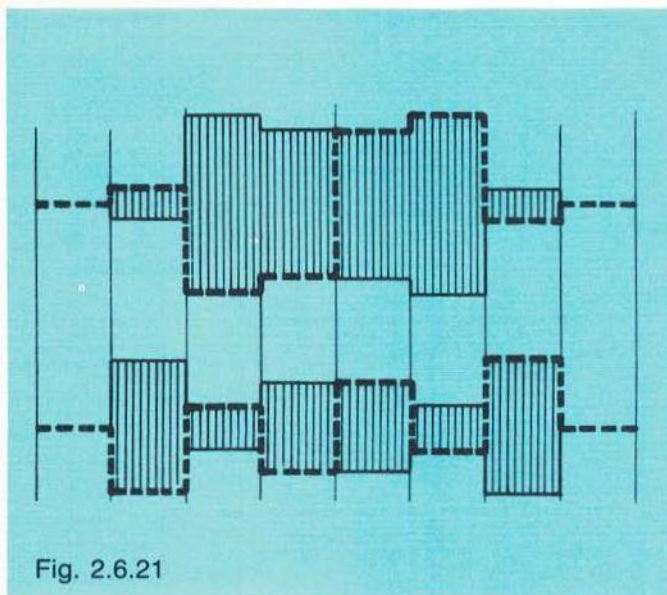


Fig. 2.6.21

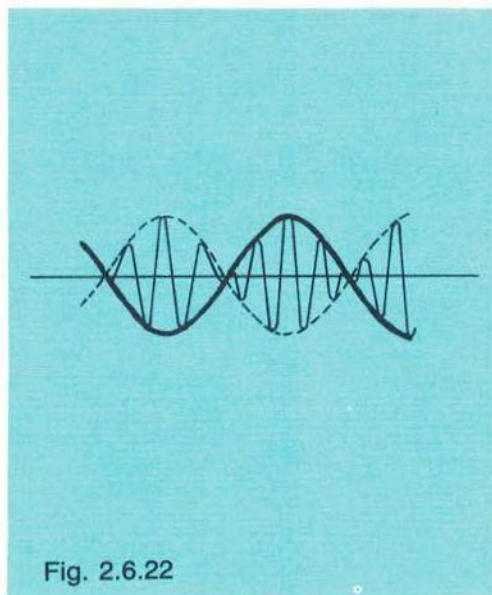


Fig. 2.6.22

Notiamo ancora le tipiche f.o. dei segnali  $V$  ed  $U$  trasposti in uscita dai rispettivi modulatori. In effetti il segnale  $U$  ha la corretta f.o. in quanto, seguendo in figura 2.6.21 la parte tratteggiata, troviamo ancora la modulante  $B - Y$  così come per analogia, seguendo la f.o. di figura 2.6.22 troviamo, passando per lo zero, la sinusoide modulante.

La formazione del burst alternato è ottenuta inviando la porta burst, già vista nel sistema NTSC, con polarità positiva al modulatore  $E_V$  e, invertita di  $180^\circ$ , al modulatore  $E_U$ .

La porta positiva dà luogo, per la riga  $n$  sull'asse  $V$ , ad una componente positiva ma nella  $n + 1$ , allorché si inverte la sottoportante, la componente del burst consentirà il passaggio di  $-V$  come richiesto.

La porta negativa fa sì che la sottoportante inviata al modulatore  $U$  con fase  $0^\circ$ , ossia  $\frac{B - Y}{2,03}$ , risulti con fase  $-U$  solo per il tempo di durata del burst. Il sommatore all'uscita dei modulatori, oltre a dar luogo al completo segnale di crominanza, provvede ovviamente a sommare le componenti del burst riga per riga, ossia con fasi  $(-U, +V)$  e  $(-U, -V)$  con conseguente generazione del burst alternato.

Il segnale di luminanza completo di supersincrono, sommato alla crominanza, darà luogo al completo segnale video.

Esaminando la sequenza di barre di colore standard (bianco, giallo, ciano, verde, magenta, rosso, blu e nero) rileviamo le forme d'onda, sia su assi cartesiani (oscillografo) che in diagramma polare (vettoscopio) tenendo conto sia dei fattori riduttivi  $2,03$  e  $1,14$  che della riduzione al 75% sia della luminanza che della crominanza.

Precedentemente avevamo tracciato le f.o. dei segnali suddetti, senza tener conto dei fattori riduttivi; inoltre non avevamo verificato le f.o. dopo la trasposizione a  $F_{SP}$ .

La figura 2.6.23 non richiede chiarimenti, in nero sono riportati i valori non ridotti mentre, in rosso, gli stessi valori dopo l'intervento dei fattori di attenuazione. La figura 2.6.9 (pag. 83) rappresenta il definitivo segnale elettrico, esaminato a frequenza di riga, delle barre di colore al 75%, le cui ampiezze segnate in rosso sono pertinenti alla componente di sottoportante.

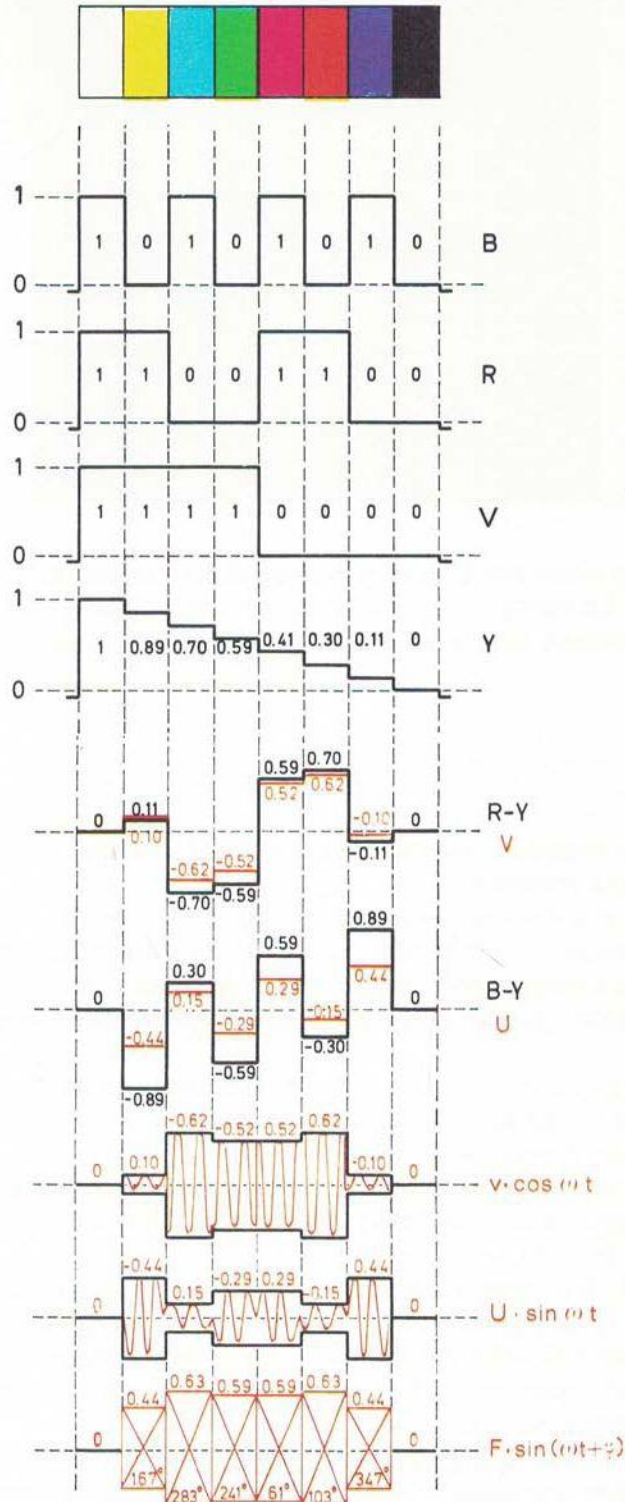


Fig. 2.6.23

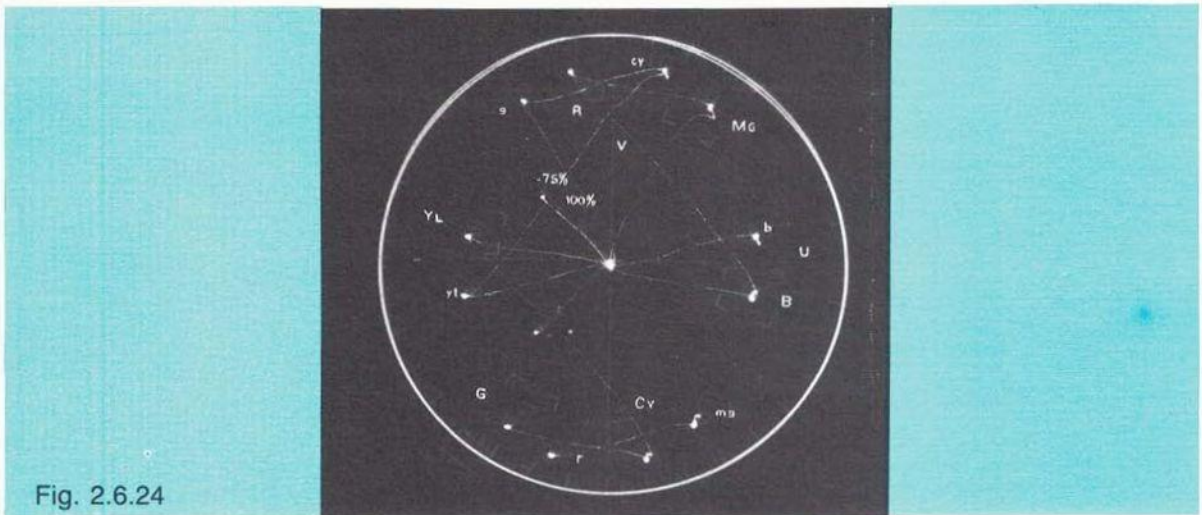


Fig. 2.6.24

La somma di tali quantità con il relativo valore di luminanza dà il valore assoluto del segnale per quella barra. La stessa f.o., visualizzata in diagramma polare mediante il vettorscopio (strumento di cui daremo una breve descrizione), è riportata per il PAL in figura 2.6.24.

## 2.7 Decodifica Pal<sub>DL</sub>

### 2.7.1 Generalità

La decodifica di un segnale a colori consiste nel ricavare, dal completo segnale video, le tre informazioni primarie trasmesse.

I tre primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$  sono stati, come visto, elaborati in modo da poter essere trasmessi nel segnale video BN; nel differente modo con il quale tale elaborazione è stata attuata, si sono stabiliti i tipi fondamentali di codifica. Ci proponiamo ora di attuare il processo inverso, ossia la decodifica, in modo da riottenere in ricezione, dal segnale video composito, i tre primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$ .

Tratteremo la decodifica PAL<sub>DL</sub> ossia con linea di ritardo (Delay Line), che rappresenta appunto il PAL classico o standard; in seguito esamineremo anche le varianti che, comunque, implicano esclusivamente il processo di decodifica.

La nostra indagine verrà effettuata seguendo un generico schema a blocchi; d'ora in poi, sino a diversa puntualizzazione, intendiamo riferirci a tale tipo di decodifica, anche se ci limiteremo, per brevità, a definirla semplicemente PAL.

Una decodifica PAL deve rispondere a fondamentali requisiti dai quali non si può prescindere, anche se le varie soluzioni circuitali idonee alla sua realizzazione sono numerosissime.

Ad esempio, abbiamo più volte sottolineato il fatto che, avendo soppresso in trasmissione la portante cromatica, dovremo restituirla, in ricezione, con frequenza e fase corrette, per poter demodulare le informazioni d.d.c.

Ciò implica, in decodifica, la **rigenerazione della sottoportante** per cui, a parte la soluzione circuitali adottata, tale operazione risulta un punto fermo nella decodifica stessa, non solo PAL ma dei sistemi QUAM (quadrature amplitude modulation) in genere.

Evidentemente il fatto di restituire la portante soppressa, con relazione precisa di frequenza e fase, ci costringe a dover disporre di quella grandezza idonea ad «informarci» nel tempo sui due parametri accennati.

Tale grandezza è ovviamente il burst che, essendo nel PAL modulato di fase in quanto contiene anche l'informazione di identificazione della polarità dell'asse  $E_V$ , viene definito burst alternato. Dovendo disporre di tale grandezza, il decodificatore PAL sarà dotato, pertanto, di uno stadio **separatore di burst**, prescindendo, anche in questa circostanza, dalla soluzione circuitale più o meno sofisticata che lo realizza. In questa sede daremo anche, per alcuni stadi, soluzioni circuitali meritevoli di citazione, ma ribadiamo il concetto che il processo di decodifica PAL verrà esaminato soprattutto per quei punti caratteristici fondamentali che sono significativi del processo stesso, senza implicare soluzioni circuitali che possono essere, ripetiamo ancora, numerosissime.

La figura 2.7.1 riporta un generico processo di decodifica PAL<sub>DL</sub> ed a esso facciamo riferimento.

L'ultima operazione compiuta in codifica è stata la somma tra il segnale di luminanza e quello di cromaticità, che ha dato luogo al completo segnale video.

La prima operazione di decodifica sarà quella inversa, ossia di discriminazione tra  $E_V$  e la cromaticità.

La separazione delle due componenti avviene mediante due circuiti passa-banda, di cui quello di luminanza consente il passaggio delle componenti comprese da 0 a 4 MHz circa (specificheremo meglio in seguito questo punto), mentre il canale di cromaticità avrà risposta lineare tra 3,8 e 4,9 MHz circa. A questo punto luminanza e cromaticità percorreranno vie differenti e, prima di esaminare con attenzione ogni stadio che compone la decodifica, vediamo di farne un esame preliminare del loro insieme.

Il canale di luminanza non presenta particolarità e, dopo l'amplificatore omonimo a larghezza di banda appropriata, il segnale  $E_V$  è disponibile all'uscita della ormai consueta linea di ritardo.

Con la propria larghezza di banda, il canale di cromaticità consente il transito della sottoportante (4,43 MHz) e relative bande laterali nell'amplificatore di croma; a questo punto le componenti  $\pm E_V$  ed  $E_U$  del segnale stesso vengono discriminate tra loro mediante l'impiego della memoria di 64  $\mu s$ , costituita da una particolare linea di ritardo.

All'uscita di tale linea, i segnali  $\pm E_V$  ed  $E_U$  sono disponibili per essere riportati in banda base, mediante il processo di demodulazione sincrona.

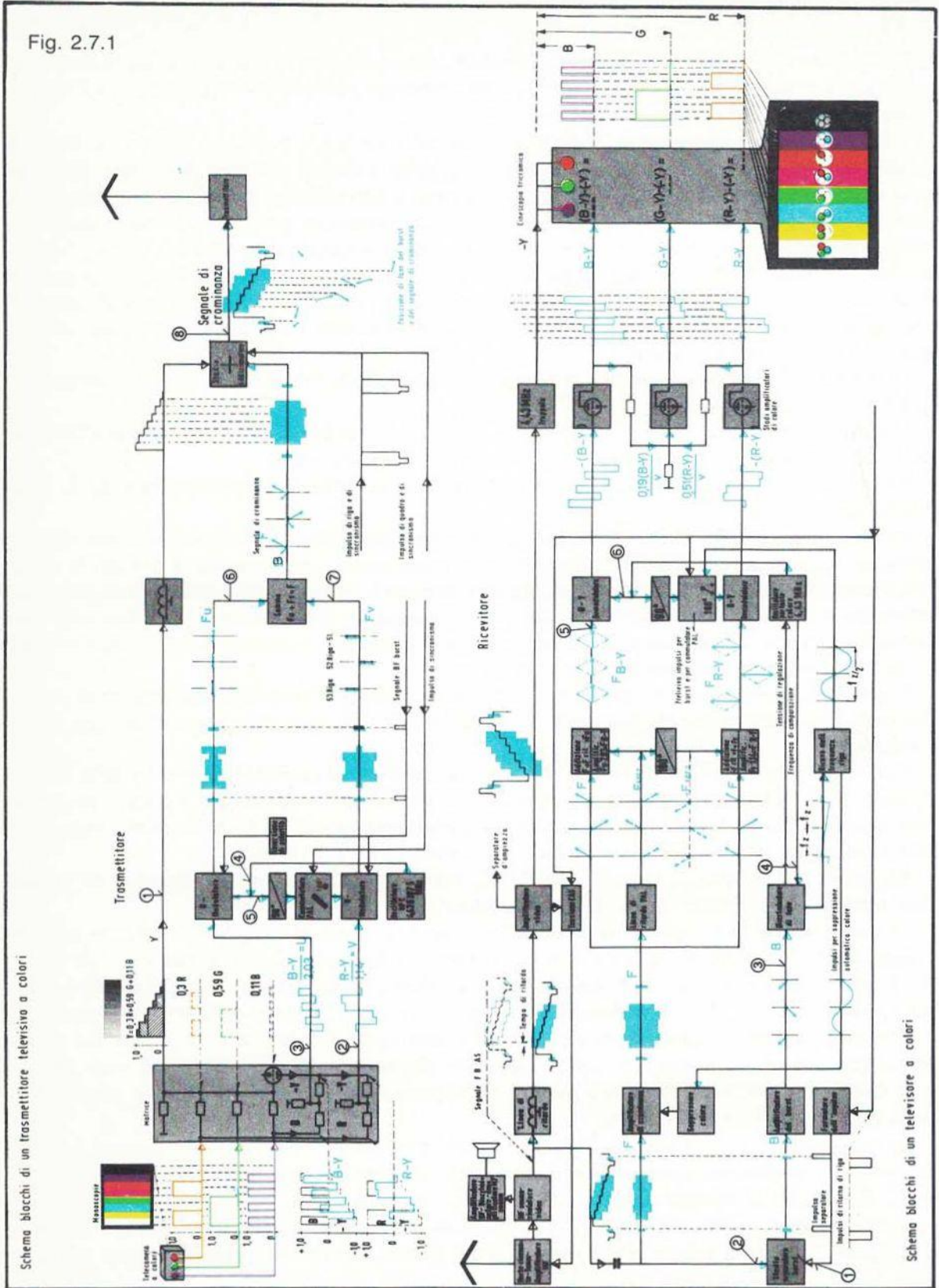
Questo particolare sistema di demodulazione implica, come più volte segnalato, la rigenerazione della sottoportante, attuata mediante l'impiego di un oscillatore a quarzo. Tale oscillatore dovrà essere controllato in fase dal burst alternato, attraverso una comparazione e relativa correzione dopo che, ovviamente, il dispositivo è stato portato sulla esatta frequenza.

L'impiego del burst quale elemento di riferimento comporta la sua separazione dal completo segnale video, in modo che esso possa essere disponibile al comparatore. Il PAL prevede in codifica la commutazione dell'asse  $E_V$  a frequenza di riga, per cui analoga operazione dovrà essere compiuta in ricezione.

La presenza del commutatore  $E_V$  assicura tale operazione che qui viene compiuta sulla sottoportante di demodulazione. Ricordiamo come sia possibile commutare il segnale cromatico  $\pm E_V$  anziché la sottoportante.

L'identificazione della corretta fase di commutazione è ancora affidata al burst alternato; nella figura 2.7.1, che, per esclusiva comodità del lettore, ripropone il decodificatore già pre-

Fig. 2.7.1



sentato in fig. 2.6.20, la grandezza idonea ad assolvere a tale compito è prelevata dal burst in modo indiretto, sul comparatore di fase ed anche questo punto fondamentale della decodifica PAL verrà presto approfondito.

Come vedremo, la sottoportante rigenerata e controllata dal burst ha fase  $E_V$  ma, poiché nel passa-banda il croma subisce una rotazione di fase di  $90^\circ$ , è idonea ad alimentare il demodulatore sincrono  $E_U$  previa commutazione.

La stessa sottoportante sfasata di  $90^\circ$  alimenterà pertanto il demodulatore  $E_V$ .

Dopo aver ristabilito il corretto rapporto tra i segnali d.d.c., mediante combinazioni lineari nella matrice verranno ricavati rispettivamente  $(V - Y)$  e, successivamente,  $R$ ,  $V$ ,  $B$ .

Questo, nelle linee essenziali, è il processo di decodificazione che ora approfondiremo, esaminando il comportamento dei vari stadi che completano il processo stesso.

### 2.7.2 Amplificatore di cromaticità

Il segnale video composito perviene all'amplificatore di cromaticità il quale dovrà, mediante appropriata curva di risposta, consentire il transito alle componenti a frequenza  $4,43 \pm 1,2 \text{ MHz}$ .

La corretta curva di risposta può essere ottenuta mediante filtro di banda a circuiti accoppiati, mentre il guadagno in tensione del completo canale cromatico è compreso mediamente tra 4 e 8. Lo stadio passa-banda è seguito da un amplificatore corredato normalmente da una regolazione di guadagno la quale consente di variare l'ampiezza della sola componente cromatica; essa costituisce, per quanto riguarda il ricevitore, il comando di «saturazione» o di «colore» e non trova impiego nei monitori.

Il comando suddetto ha ragione di esistere nei ricevitori, in quanto attenuazioni selettive, derivate dall'oscillatore locale, imperfetta regolazione della sintonia (inconveniente praticamente eliminato nei ricevitori a sintesi) possono provocare una attenuazione della sottoportante cromatica e delle relative bande laterali, con conseguente attenuazione della cromaticità rispetto alla luminanza.

Infatti la sottoportante si trova nel tratto a maggior pendenza della curva di risposta di media frequenza a causa della limitazione di banda per l'inserimento del suono.

Sono quindi sufficienti piccoli spostamenti di frequenza per provocare sensibili attenuazioni dell'informazione cromatica, con relativa desaturazione.

Ricordiamo però come un comando, come quello a cui accennato, consenta di variare il rapporto cromaticità / luminanza, mentre, come visto, è auspicabile che tale rapporto rimanga costante. Nei monitori, apparati professionali dove il segnale composito che li alimenta è invero corretto, almeno per quanto riguarda tale rapporto, la regolazione di saturazione non è riportata come comando a disposizione dell'operatore.

L'unica regolazione di livello consiste nel comando di contrasto che provvede a variare l'ampiezza del segnale composito, prima che le componenti  $E_V$  e di cromaticità vengano separate, mantenendo così costante il loro rapporto. In tali apparecchi la regolazione di saturazione è prevista come un comando semifisso, all'interno di essi, che viene regolato in sede di messa a punto per un esatto rapporto luminanza / cromaticità.

Prescindendo dal comando di saturazione, l'amplificatore passa-banda del decodificatore abbinato al ricevitore è altresì corredato di un «comando automatico di croma» (C.A.C.) il cui scopo è quello di stabilire in modo automatico un rapporto costante luminanza / cromaticità.



nanza e che, ovviamente, precede il menzionato comando manuale di saturazione.

È noto infatti come nei ricevitori la luminanza sia mantenuta costante dal «controllo automatico di sensibilità», la cui azione è funzione dell'ampiezza del sincronismo, che è una grandezza costante al variare del video contenuto nel completo segnale (vedi volume 1).

Ora, affinché il rapporto con la cromaticità risulti costante, bisogna intervenire con un analogo dispositivo che, a prescindere dal contenuto cromatico funzione della scena ripresa, mantenga costante la cromaticità. Le cause, che possono influire sull'ampiezza di tale grandezza, sono le stesse alle quali abbiamo poc'anzi accennato; in particolare ricordiamo come, senza il C.A.C., risulti molto laboriosa l'operazione di sintonia, problema questo molto sentito nella ricezione di un segnale a colori dove è presente l'informazione nella parte a maggior pendenza (taglio di banda) della curva di risposta. Come già segnalato, piccoli spostamenti compiuti dall'utente sul comando di sintonia possono provocare con estrema facilità variazioni di  $6\text{ dB}$  sul segnale di cromaticità; addirittura, in zone di ricezione con segnale debole, vi può essere perdita di colore.

È necessario quindi un comando automatico che, entro certi limiti, consenta di mantenere la cromaticità al valore che le compete; la dinamica di un circuito C.A.C. è mediamente  $12 \div 18\text{ dB}$ .

Le regolazioni del C.A.C. dovrà avvenire in funzione di una grandezza caratteristica del segnale cromatico e la cui ampiezza risulti costante e non legata alle vicende del segnale di cromaticità, dovute alla scena ripresa.

Tale grandezza è rappresentata dal burst, in quanto rappresentativo dell'informazione cromatica e la cui ampiezza risulta costante (pari all'ampiezza del segnale di sincronismo) a prescindere dal contenuto cromatico del segnale video.

Il burst infatti è quella grandezza che, oltre a fornire riga per riga il riferimento fasoriale della sottoportante soppressa e nel PAL (burst alternato) anche l'identificazione della polarità di  $E_V$ , con la sua presenza nel segnale video ci informa che il segnale ricevuto è a colori.

Assumendo quindi come ampiezza campione quella del burst, il C.A.C. consente di far variare l'amplificazione dell'omonimo canale, in funzione inversa delle variazioni di ampiezza eventualmente rilevate dal burst stesso.

Giova puntualizzare come il controllo di saturazione venga posto dopo lo stadio regolato dal C.A.C. per ovvi motivi; nei monitori, dove la regolazione di contrasto agisce sul composito e pertanto influisce sull'ampiezza del burst, il C.A.C. non è impiegato; ciò anche in considerazione del fatto che un monitor viene alimentato da un segnale che si suppone corretto nei rapporti, e quindi non necessita della regolazione automatica di croma.

Se i rapporti suddetti non sono corretti il monitor funzionerà da strumento di zero per cui si ricercherà la causa di tali anomalie negli apparati che lo precedono.

### 2.7.3 Discriminazione di $E_V$ e $E_U$ mediante linea di ritardo

Abbiamo visto come nel sistema PAL la compensazione di eventuali errori di fase avvenga automaticamente, in quanto uno degli assi di modulazione, precisamente  $E_V$ , subisce un'inversione di  $180^\circ$  a frequenza di riga. Ciò consente di ottenere, in due righe successive, errori complementari che, mediati, danno luogo al primitivo vettore rappresentativo della cromaticità, non inficiato da errore. Nella decodifica PAL standard la media tra due righe televisive adiacenti viene attuata mediante un dispositivo di memoria costituito da una linea di ritardo.

Il problema consiste cioè nel poter disporre, in presenza temporale, dei due segnali  $E_C$  ed  $E'_C$  trasmessi in due righe consecutive.

Ricordiamo ancora come l'operazione di media tra due righe successive implichi l'identità di informazione tra le righe stesse.

Ciò significa che le considerazioni che svolgeremo risulteranno valide solo per un identico contenuto cromatico tra righe adiacenti per cui, nelle transizioni orizzontali di colore, non sono più accettabili.

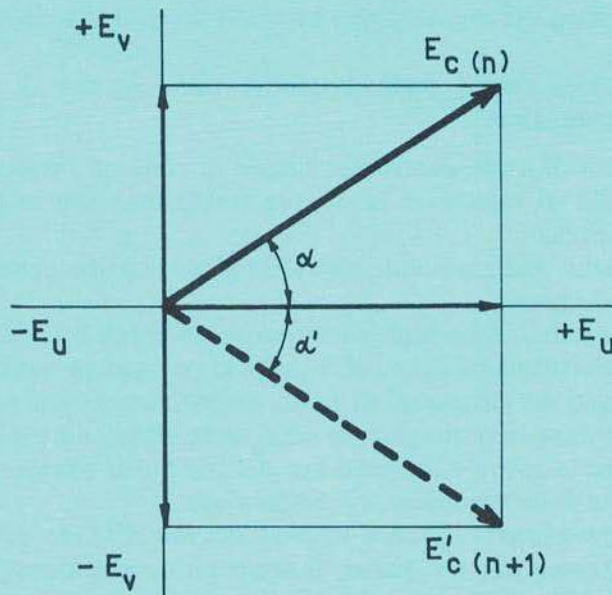


Fig. 2.7.2

Consideriamo pertanto di trasmettere, per l'intero quadro, un colore rispondente per la riga  $n$  al vettore  $E_C$ : la  $n + 1$  sarà rappresentata, per quanto riguarda il croma, da  $E'_C$  in quanto, ricordiamo, si è avuta l'inversione della componente  $E_V$  (fig. 2.7.2). Ci proponiamo ora di memorizzare per una riga ( $64 \mu s$ ) il vettore  $E_C$ , in modo che possa essere confrontato con  $E'_C$  il quale lo segue appunto con  $64 \mu s$  di ritardo. Potendo disporre dei due vettori contemporaneamente, ci proponiamo, mediante operazioni di somma e differenza, di separare le componenti  $\pm E_V$  ed  $E_U$  che hanno generato i vettori stessi, come visto in precedenza.

L'elemento di memoria impiegato è una linea di ritardo ultrasonica, essendo il ritardo in gioco molto forte ( $64 \mu s$ ) con una banda interessata di  $\pm 1,3 \text{ MHz}$  rispetto a  $F_{SP}$ .

In tale tipo di linea, il segnale elettrico che deve subire il ritardo viene convertito da un trasduttore in onde propagantesi in un mezzo «ritardatore» con velocità di  $2700 \text{ m/s}$ , per essere riconvertito, al termine della linea, nuovamente in segnale elettrico da un secondo trasduttore.

### 2.7.4 Tecnologia della linea di ritardo

Esistono in commercio tre tipi fondamentali di linee di ritardo ultrasoniche:

- 1) linea a ritardo non esatto
- 2) linea a ritardo esatto con una sola riflessione
- 3) linea a ritardo esatto a più riflessioni.

I requisiti ai quali la linea deve soddisfare sono:

- a) memorizzazione dell'informazione per un tempo di circa  $64 \mu\text{s}$
- b) corretta relazione di fase tra segnale di ingresso e quello di uscita che, come vedremo, deve risultare costante entro limiti di tolleranza assai ridotti anche per discrete variazioni termiche
- c) attenuazione appropriata dei segnali spuri prodotti dal transito del segnale di cromaticanza nella linea stessa
- d) perdite di inserzione non elevate onde consentire valori accettabili del rapporto segnale / disturbo del canale cromatico.

I tre tipi fondamentali di linea ultrasonica hanno in comune i trasduttori, il cui compito, come accennato, è quello di effettuare la doppia trasformazione: segnale elettrico  $\rightarrow$  onda meccanica  $\rightarrow$  segnale elettrico.

Esse sono normalmente realizzate con materiale piezoelettrico particolarmente idoneo all'impiego nei ricevitori domestici.

La velocità di propagazione delle onde ultrasonore nei solidi è circa 100.000 volte più bassa di quella delle onde elettromagnetiche, ed è proprio per questo motivo che è possibile realizzare una linea di ritardo ad ultrasuoni di  $64 \mu\text{s}$  avente dimensioni accettabili.

Il mezzo nel quale avviene la propagazione delle onde ultrasonore deve essere scelto in maniera da poter realizzare la più elevata stabilità del tempo di ritardo introdotto dalla linea stessa, anche in funzione delle variazioni di temperatura.

Indubbiamente questa esigenza limita il numero dei materiali da usare come mezzi di trasmissione delle onde ultrasonore; tra questi, il vetro può essere considerato il materiale più adatto sia dal punto di vista economico che tecnico. Si è potuto ottenere un tipo di vetro a base di silicato di piombo e di potassio, nel quale la velocità di propagazione dell'onda ultrasonora tende ad aumentare in proporzione diretta con la dilatazione termica del vetro stesso.

Ciò significa in altre parole che il tempo di ritardo risulta, con buona approssimazione, indipendente dalle variazioni di temperatura; inoltre la formula che ha consentito la realizzazione di questo particolare tipo di vetro è stata ulteriormente messa a punto in maniera da ottenere contemporaneamente anche la compensazione, in una certa misura, della variazione del tempo di ritardo prodotta dalle variazioni di temperatura degli stessi trasduttori.

In figura 2.7.3 è riportata una linea di ritardo costituita da una barra di vetro con i trasduttori disposti alle due estremità della medesima, ossia a ritardo non esatto. La prima obiezione che si può muovere ad una linea siffatta è che essa, non permettendo di regolare agevolmente la lunghezza del «cammino» delle onde ultrasonore all'interno della barra di vetro, non consente di regolare neanche il tempo di ritardo della linea stessa. Infatti, anche supponendo di aver molato con buona precisione le estremità del blocco di vetro, un lieve ritocco sarà sempre necessario in sede di collaudo, a causa della dilatazione del vetro stesso e della precisione di ritardo richiesta, dovendo effettuare somme vettoriali.

Evidentemente, ogni successiva molatura richiederà la rimozione di uno dei trasduttori e questa operazione è inammissibile in una produzione di serie.

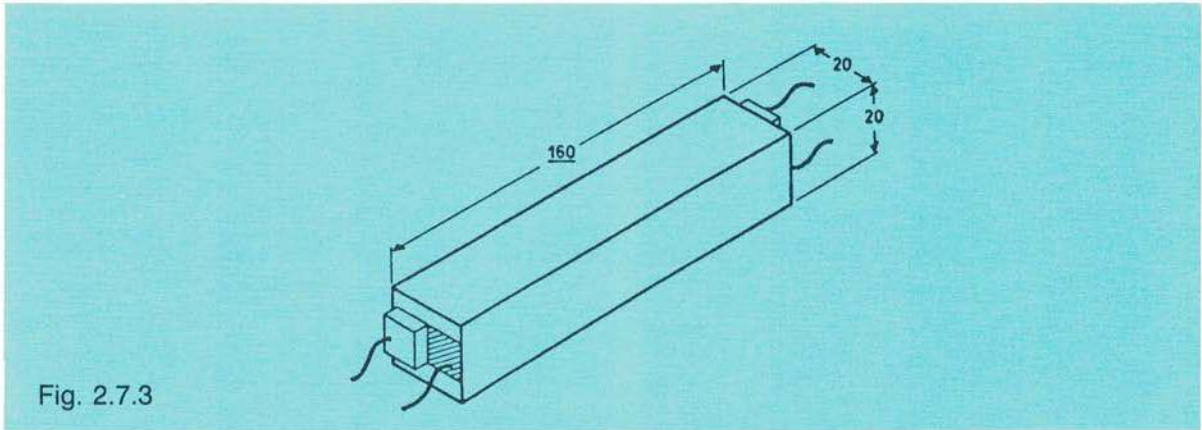


Fig. 2.7.3

In figura 2.7.4 vediamo una linea di ritardo nella quale i due trasduttori sono sistemati entrambi su una estremità della linea.

I due piani sui quali sono montati i trasduttori sono angolati in maniera che l'onda ultrasonora prodotta dal trasduttore d'ingresso venga riflessa sul trasduttore d'uscita. In questo caso non esistono problemi per la messa a punto finale del tempo di ritardo della linea, in quanto è possibile molare l'estremità dove avviene la riflessione dell'onda, senza bisogno di togliere uno dei due trasduttori; non solo, ma è possibile eseguire la molatura con la linea in funzione, controllando quindi elettricamente l'effetto dell'operazione.

Per ridurre ulteriormente le dimensioni fisiche della linea, a parità di ritardo, si è giunti all'impiego della linea a riflessione multipla riportata in figura 2.7.5a. Vedremo come il tempo di ritardo richiesto dal sistema PAL sia  $63,945 \mu s$ .

Siccome però questo valore deve essere ottenuto in presenza di alcuni fattori variabili, sarà giocoforza prevedere dei sistemi di regolazione che consentano di ottenere, in ogni caso, l'esatto valore di ritardo prescritto.

I fattori variabili sono i seguenti:

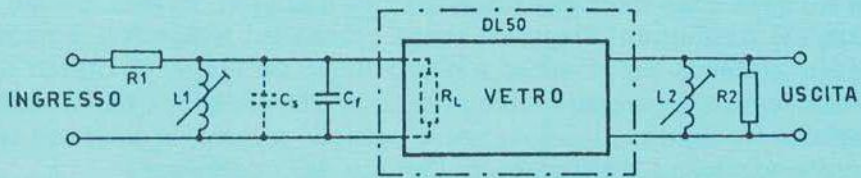
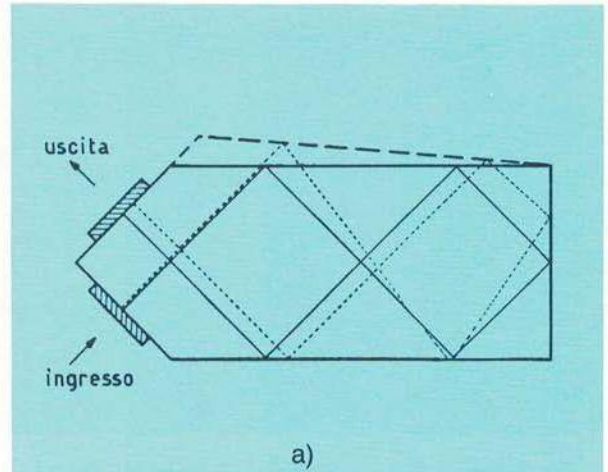
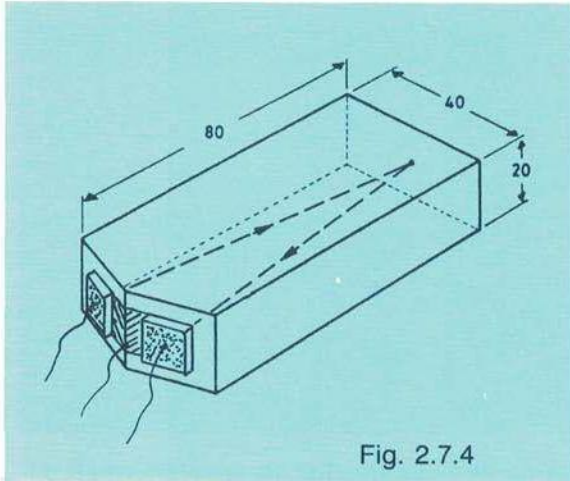
- 1) la tolleranza di ritardo del vetro ( $\pm 5 ns$ )
- 2) la capacità distribuita del circuito esterno che viene a trovarsi in parallelo all'ingresso della linea di ritardo (in fig. 2.7.5b è indicata con  $C_s$ ).

La sola curva caratteristica di trasferimento dell'energia della linea di ritardo ha un andamento «a campana» ed è riportata in figura 2.7.5c, ove il valore di  $0 dB$  è massimo quando  $R_I$  (fig. 2.7.5b) è uguale alla resistenza equivalente in parallelo  $R_L$  della linea. Ci si può rendere conto molto facilmente che la larghezza di banda a  $3dB$  non è sufficiente alla trasmissione del segnale di crominanza completo.

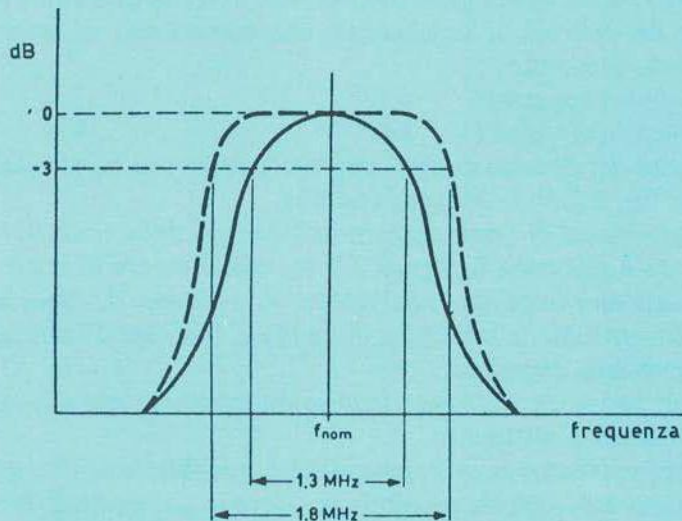
Questa larghezza di banda dovrà essere migliorata mediante aggiunta della rete  $L - C$  all'ingresso e di una induttanza all'uscita.

Rendendo regolabili entrambe queste induttanze è possibile ottenere quella accurata regolazione di fase necessaria affinché sia possibile scindere le componenti in quadratura che costituiscono il segnale di crominanza completo. Siccome il blocchetto di vetro che costituisce la linea di ritardo è, per sua natura, simmetrico e siccome i trasduttori sistemati all'ingresso ed all'uscita della linea sono identici tra loro, anche l'ingresso e l'uscita della linea risulteranno completamente simmetrici fra di loro. Il migliore «comportamento» elettrico della linea si avrà pertanto quando le sue impedenze di terminazione di ingresso e di uscita risulteranno esattamente uguali tra di loro.

2.7.4 TECNOLOGIA DELLA LINEA DI RITARDO



- b) Terminazioni della linea di ritardo:  $R_L$  è la resistenza effettiva in parallelo del circuito elettrico equivalente del vetro.



- c) Caratteristica di trasferimento dell'energia.  
 Curva a tratto pieno: curva di risposta del solo vetro; il picco massimo si ha quando  $R_i = R_L$ .  
 Curva tratteggiata: effetto dell'applicazione di una induttanza all'ingresso della linea.

Fig. 2.7.5

Affinché le operazioni di somma e differenza diano effettivamente luogo alle componenti  $\pm E_v$  ed  $E_u$  è indispensabile che  $E'_c$  risulti inequivocabilmente il coniugato complesso di  $E_c$ . Questo fatto implica, da parte della linea, l'introduzione di un ritardo pari ad un multiplo intero di cicli o semicicli di sottoportante, più prossimo a  $64 \mu s$ .

In altri termini, alimentando la linea di ritardo, che consideriamo del tipo a ritardo esatto, con una tensione a frequenza di sottoportante, è necessario che, al sommatore, la tensione ritardata e quella diretta risultino in fase; al dispositivo di differenza ovviamente si ottiene la perfetta opposizione di fase ( $180^\circ$ ).

Ora sappiamo che nei  $64 \mu s$  di durata di una riga, in conseguenza dell'offset a  $\frac{1}{4}$  di riga previsto per il PAL, sono contenute 283,75 sinusoidi di sottoportante, per cui la condizione posta poc'anzi non viene rispettata. Si vuole infatti che nella riga siano contenuti o 284 o 283,5 cicli di sottoportante; nel primo caso si otterrà perfetta fase (somma), nel secondo, opposizione e quindi differenza.

La condizione scelta è stata la seconda, per cui la lunghezza fisica della linea è tale da introdurre un ritardo di  $64 \mu s$  (283,75 cicli) meno  $\frac{1}{4}$  di ciclo di sottoportante corrispondente a  $56 ns$  circa; il ritardo esatto che deve introdurre la linea risulta pertanto di  $63,944 \mu s$ . Evidentemente, affinché tale ritardo sia valido non solo alla frequenza di sottoportante, ma anche per le frequenze comprese entro le bande laterali, è indispensabile che il ritardo di gruppo della linea risulti costante nell'intera banda interessata.

Esaminiamo ora il dispositivo di somma e differenza nelle condizioni corrette di ritardo introdotto dalla linea, osservando la figura 2.7.6.

All'ingresso vi è un susseguirsi di vettori rappresentativi il croma supposto uguale per l'intero quadro. La loro denominazione, alla quale faremo riferimento, risulta:

$$E_{c(n)}, E'_{c(n+1)}, E_{c(n+2)}, \text{ ecc.},$$

dove i pedici  $n, n+1, \dots$  rappresentano linee adiacenti che si susseguono a  $64 \mu s$ .

Su un ramo della linea, prima di uno dei sommatore, è presente un invertitore di fase ( $180^\circ$ ) per poter attuare l'operazione somma algebrica.

Osservando i vettori ai rispettivi sommatore notiamo come: al sommatore  $\Sigma_1$ , allorché è presente il vettore  $E_c$  della riga  $n$ , all'uscita della linea di ritardo, all'altro lato del sommatore stesso è presente  $E'_c$ , della  $n+1$ , in quanto  $E_c$  ha impiegato circa  $64 \mu s$  a percorrere la linea stessa. La loro somma dà luogo a una componente che giace sull'asse  $E_u$ , infatti:

$$E_c + E'_c = E_u + jE_v + E_u - jE_v = 2E_u$$

Notiamo quindi che al sommatore  $\Sigma_1$  si libera la componente  $E_u$ , di ampiezza doppia.

Al sommatore  $\Sigma_2$  poiché  $E_c$  viene sommato a  $-E'_c$  in quanto non interviene l'invertitore, otteniamo per le stesse righe la componente sull'asse  $+E_v$  infatti:

$$E_c - E'_c = E_u + jE_v - E_u + jE_v = 2jE_v$$

anch'essa con ampiezza doppia.

È bene ricordare che, avendo scelto un numero di cicli pari a 283,5, in  $B$  si ottiene il vettore di ingresso invertito di  $180^\circ$ .

Proseguendo nelle nostre considerazioni, troviamo ora  $E'_u$  della riga  $n+1$  che, essendo transitato nella linea impiegando anch'egli ovviamente circa  $64 \mu s$ , trova sui sommatore ri-

### 2.7.4 TECNOLOGIA DELLA LINEA DI RITARDO

spettivamente  $E_{c(n+2)}$  ( $\Sigma_1$ ) e  $-E_{c(n+2)}$  ( $\Sigma_2$ ).

Pertanto si ottengono rispettivamente le grandezze:

$$E'_{c(n+1)} + E_{c(n+2)} = E_u - jE_v + E_u + jE_v = 2 E_u$$

$$E'_{c(n+1)} - E_{c(n+2)} = E_u - jE_v - E_u - jE_v = 2 jE_v$$

come era logico attendersi, in quanto l'asse  $E_u$  risulta a fase costante, mentre  $E_v$ , commutato in trasmissione, fino a che non subirà inversione analogica in ricezione, sarà caratterizzato da un alternarsi di polarità positiva e negativa a cadenza di riga.

Rimarchiamo ancora il fatto che, se in due righe successive viene trasmesso il segnale  $E_c$  e  $E'_c$ , in assenza di errore di fase la loro somma, in ricezione, dopo l'inversione di  $E'_c$ , dà luogo ad un vettore il cui modulo è  $2 E_c$ ; ora in presenza di errore abbiamo visto come la compensazione avvenga con modulo inferiore a  $2 E_c$  e tale errore di saturazione risulta tanto più evidente, quanto maggiore è l'errore di fase.

Impiegando tipi di linee a ritardo non esatto, poiché la loro lunghezza è tale da introdurre ritardi minori del dovuto (la barretta di materiale vetroso è in altre parole tagliata leggermente più corta), è indispensabile corredare il dispositivo con un ritardo suppletivo, tarabile in sede di messa a punto e ottenuto da celle  $LC$ .

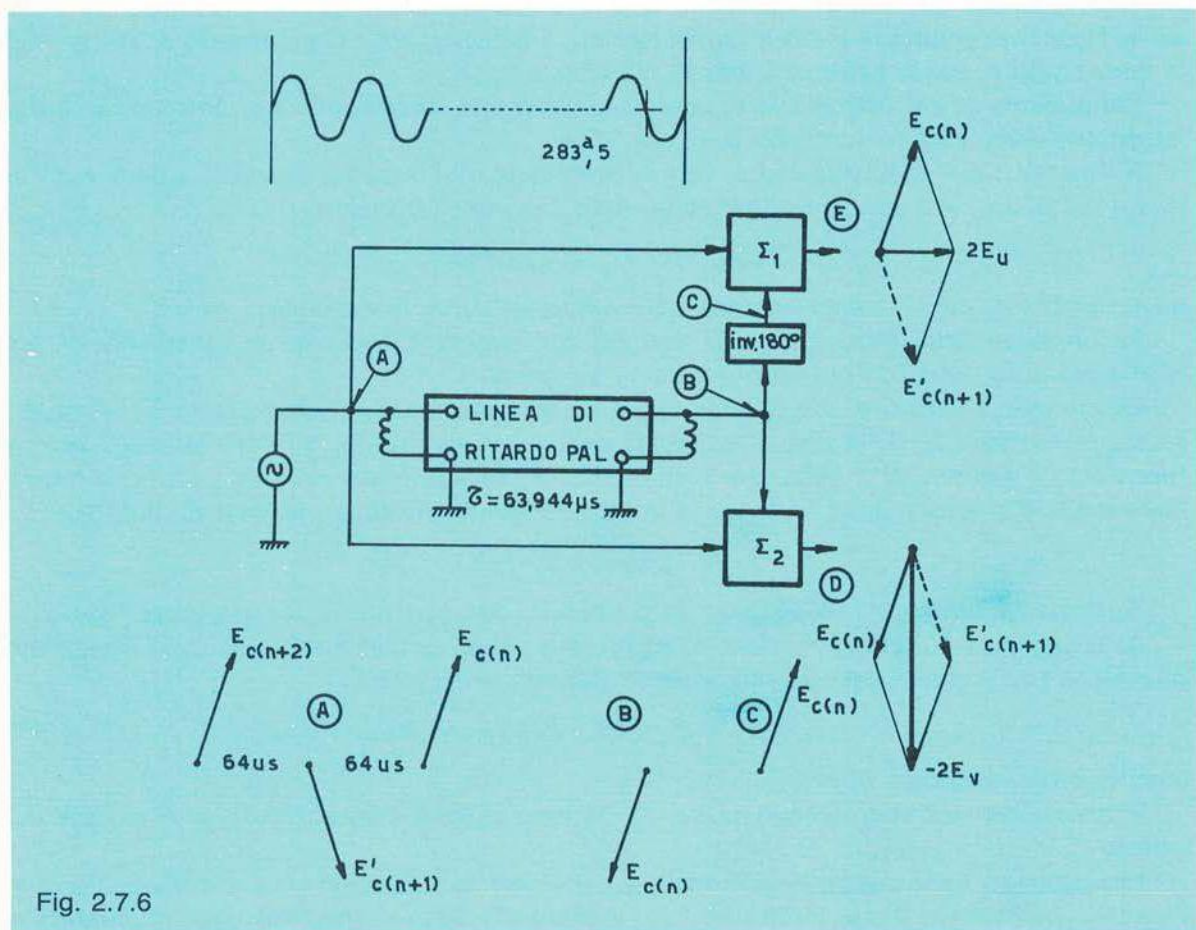


Fig. 2.7.6

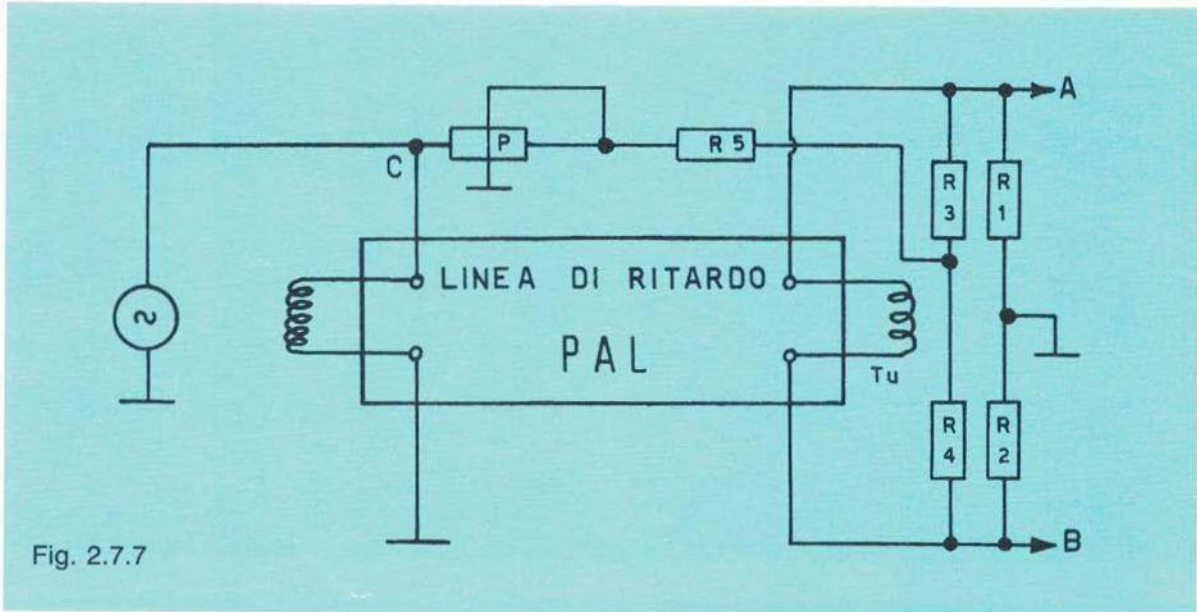


Fig. 2.7.7

La figura 2.7.7 riporta una pratica realizzazione circuitale impiegante la linea di ritardo Philips (ritardo esatto).

I sommatore sono costituiti dalla coppia  $R_1/R_3$  e  $R_2/R_4$ , mentre  $R_3$  e  $R_4$  costituiscono altresì il centro elettrico di  $T_u$ , il quale fa sì che i punti  $A$  e  $B$  risultino in opposizione di fase. Il ramo  $R_5 - P$  costituisce l'attenuatore del segnale diretto, che deve essere ridotto di una quantità pari all'attenuazione introdotta dalla linea. Infatti presupposto essenziale per una corretta operazione di somma e differenza, oltre al preciso ritardo introdotto dalla linea, è costituito dal modulo eguale dei vettori che si compongono in  $A$  e  $B$ .

### 2.7.5 Il separatore di burst

Dovendo disporre del sincronismo di colore per sincronizzare in frequenza e fase il generatore di sottoportante, risulta indispensabile provvedere a separarlo dal completo segnale video.

La separazione del burst non prevede particolari difficoltà: il segnale composito, dal quale esso viene separato, è normalmente prelevato all'uscita del passabanda, in quanto le rotazioni di fase introdotte da tale stadio si ripercuotono in egual misura sia nel burst che sul segnale di crominanza che alimenta la linea di ritardo. Essenzialmente, il separatore è costituito da uno stadio amplificatore nella banda  $4,43 \pm 0,5 \text{ MHz}$  che conduce solo durante il tempo di presenza del burst, nel segnale video (fig. 2.7.8).

Risulta pertanto necessario provvedere a generare una forma d'onda idonea a portare in conduzione l'amplificatore stesso.

Poiché il burst segue il segnale di sincronismo di riga, si tratta di ricavare dal sincronismo stesso una «porta» di larghezza  $\sim 2,5 \mu\text{s}$ , ritardandola sino a portarla in fase con il sincronismo di colore.

È molto importante il posizionamento di tale porta rispetto al sincronismo, in quanto all'uscita del separatore si deve liberare esclusivamente il burst.



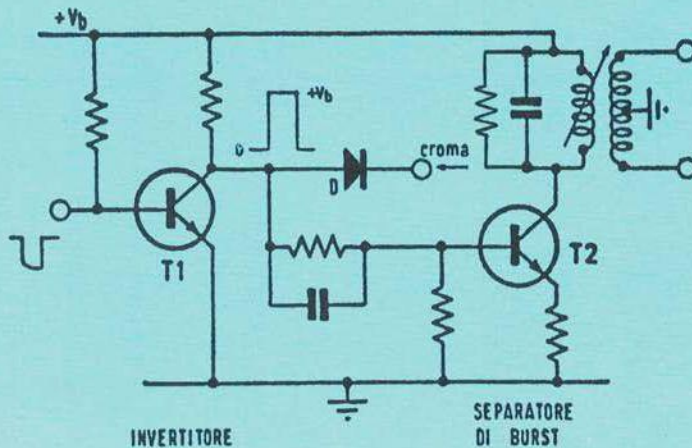


Fig. 2.7.8

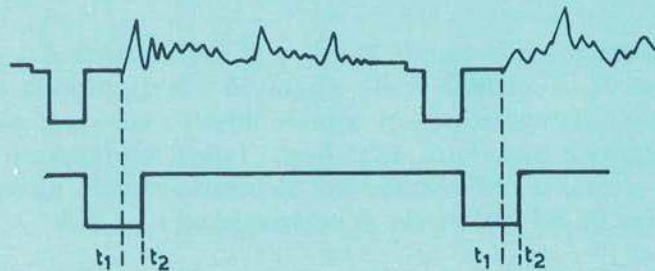


Fig. 2.7.9

Esaminando la figura 2.7.9 notiamo come, se la porta che provvede a far condurre l'amplificatore durante il tempo di presenza burst risulta spostata più del dovuto o la sua larghezza è maggiore di quella che le compete, la conduzione avverrà anche nel tempo  $t_1 - t_2$ .

Se l'inizio del periodo attivo di riga comprende informazione cromatica o comunque componenti appartenenti alla banda da essa occupata, oltre a separarsi il burst si libererà anche l'informazione indesiderata contenuta nell'intervallo  $t_1 - t_2$ , con grande nocimento alla sincronizzazione del rigeneratore di sottoportante.

È altresì necessario che il residuo dell'amplificatore, ossia il segnale spurio transitante per effetto di capacità residue quando esso è interdetto, sia il minore possibile; come ordine di grandezza, tale residuo si deve aggirare sui  $36 \text{ dB}$ .

Ricordiamo come il circuito accordato sull'uscita del separatore risuoni a frequenza di sottoportante, ma il suo fattore di merito deve essere tale da consentire almeno una banda passante di  $\pm 0,5 \text{ MHz}$ , onde estrarre dal burst tutto il suo contenuto energetico.

Nei ricevitori, l'impulso di separazione è ricavato normalmente dalla deflessione orizzontale, e la sua messa in fase è ottenuta mediante uno spostamento fornito da opportuna costante di tempo.

### 2.7.6 Rigenerazione della sottoportante

Un sistema assai diffuso nei ricevitori TVC è la rigenerazione ad integrazione dinamica.

Esso, sostanzialmente, si comporta come un filtro il quale libera il segnale sincronizzante, nel caso specifico rappresentato dal burst, dalle componenti di rumore, fornendo una grandezza della stessa frequenza ed in appropriata relazione di fase, continua nel tempo e ad elevato rapporto segnale/disturbo.

Il sincronismo di colore infatti è composto da 10 sinoidi di sottoportante, per cui la sua durata è molto minore del periodo di ripetizione. Il rapporto tra i due tempi vale infatti:

$$\frac{2,25 \cdot 10^{-6}}{64 \cdot 10^{-6}} = 0,035$$

Il tempo di integrazione del sistema risulta quindi piuttosto lungo se si vuole una riduzione sufficiente del rumore; tale tempo si aggira tra le 50 ÷ 60 righe.

Un integratore rispondente a tale esigenza può essere rappresentato da un filtro a quarzo che consente di ricavare, direttamente dal sincronismo di colore, una sottoportante continua nel tempo.

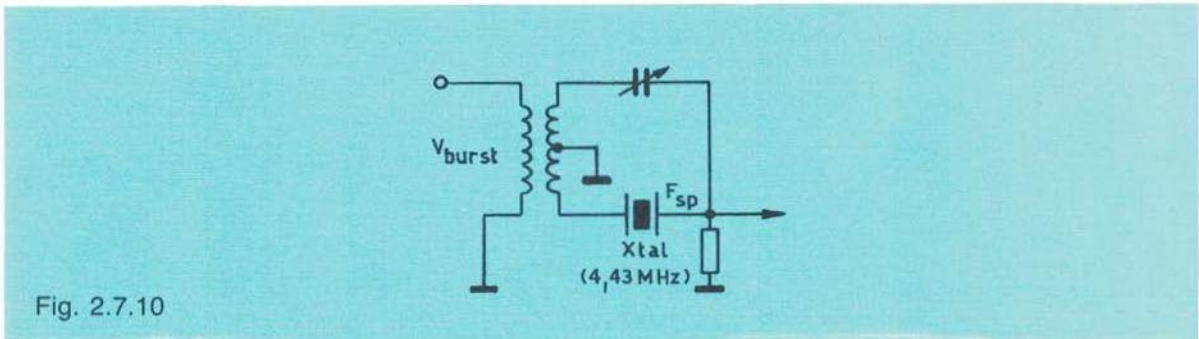


Fig. 2.7.10

La figura 2.7.10 presenta un tale tipo di filtro ad elevato  $Q$ ; con larghezze di banda del rumore di 870 Hz il valore di  $Q$  è mediamente 8.000.

Poiché nella realtà l'impiego più diffuso nei decodificatori abbinati a ricevitori TVC è la rigenerazione con controllo automatico di fase, in questa sede ci occuperemo di tale tipo.

Il sistema consiste in un circuito chiuso di controllo, costituito da un oscillatore normalmente a quarzo, da un rivelatore di fase, filtro e dispositivo a reattanza variabile il quale, interpretando l'errore fornito dal comparatore, corregge la fase dell'oscillatore. Ci si propone, in sostanza, di avere a disposizione una tensione a frequenza di sottoportante continua nel tempo, mantenuta in fase dalla presenza del burst, che è disponibile a frequenza di riga per un tempo di 2,25  $\mu$ s.

L'azione di controllo di fase consiste, dapprima, in un controllo di frequenza, contenuto entro errori assai modesti, in modo da portare l'oscillatore sulla frequenza esatta di sottoportante indi, raggiunta la condizione di sincronismo, inizia l'azione vera e propria di controllo e mantenimento della corretta relazione di fase. Il dispositivo a reattanza variabile è normalmente costituito da un transistor, funzionante appunto come reattanza, la cui variazione è funzione della tensione di comando; anche i varicap sono impiegati come dispositivi correttori, ma la loro dinamica di intervento è inferiore, così come la loro stabilità in funzione della temperatura.

## 2.7.7 Comparatore di fase

In questo circuito vengono confrontate due informazioni: quella fornita dall'oscillatore a quarzo ed il burst; da questa comparazione nasce una grandezza variabile nel tempo e proporzionale all'errore di fase tra le due informazioni citate. Il dispositivo è riportato in figura 2.7.11 dove:

$V_0$  identifica la tensione di sottoportante fornita dall'oscillatore

$V_b$  la tensione del burst, che per ora supponiamo non alternato ma con fase costante  
 $-E_{(B-\gamma)}$

$V_3$  e  $V_4$  rappresentano le tensioni applicate ai due diodi

$V_e$  è la tensione di errore.

Tracciamo ora il diagramma vettoriale del dispositivo denominando la tensione del burst, che consideriamo a fase costante  $-E_{(B-\gamma)}$  ai capi del secondario del trasformatore  $T$ , con  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ .

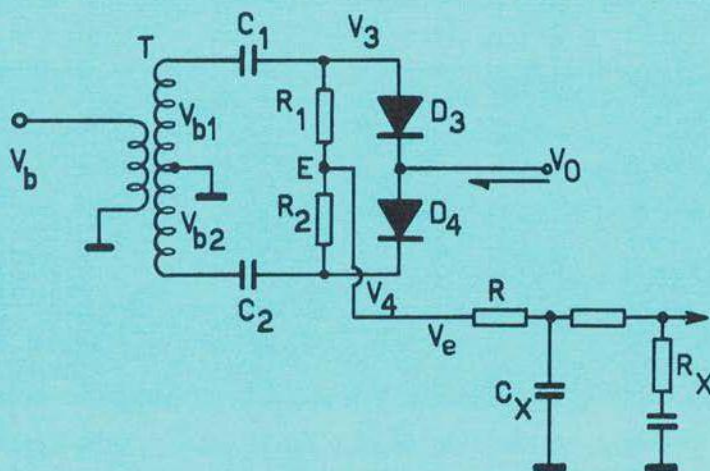


Fig. 2.7.11

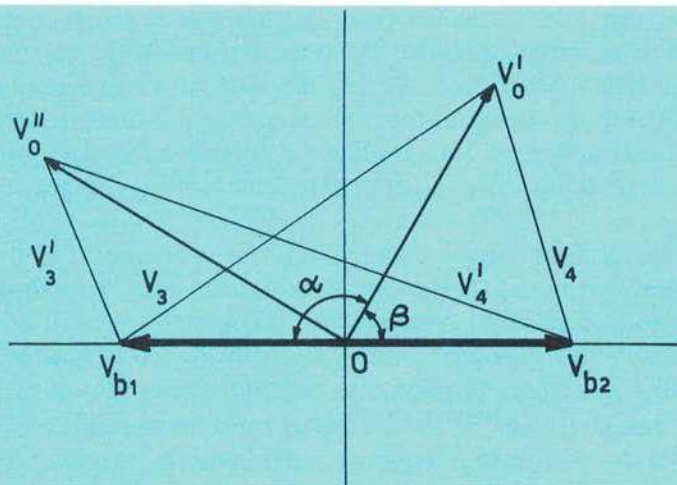


Fig. 2.7.12

Consideriamo ora l'istante in cui la tensione dell'oscillatore  $V_o$  è, per esempio, nella posizione  $V'_o$  di figura 2.7.12. Le tensioni applicate ai diodi risultano  $V_3$  e  $V_4$  e pertanto, nel punto  $E$  (fig. 2.7.11), si ottiene una tensione di errore negativa, in quanto  $V_3 > V_4$ .

Considerando il triangolo ( $V_{b1} - O - V'_o$ ) e applicando il teorema di Carnot, otteniamo:

$$|V_3| = \sqrt{V_{b1}^2 + V_o'^2 - 2 V_{b1} V_o' \cos \alpha}$$

mentre per il triangolo ( $V'_o - O - V_{b2}$ ) analogamente si ha:

$$|V_4| = \sqrt{V_o'^2 + V_{b2}^2 - 2 V_o' V_{b2} \cos \beta}$$

La tensione continua nel punto  $E$  (rispetto massa) per  $R_1 = R_2$ , risulta:

$$V_e = \frac{V_3 - V_4}{2}$$

Il segno di  $V_e$  è in funzione della polarità di collegamento dei diodi e dell'angolo tra  $V'_o$  e  $V_{b1}$  o  $V_{b2}$ .

Ora se  $V'_o$  si porta nella posizione  $V''_o$  prevale la tensione  $V'_4$ , positiva. In altri termini, al variare della posizione fasoriale di  $V_o$  rispetto a  $V_b$ , varia la tensione di errore  $V_e$ .

Essa risulterà zero allorché i moduli di  $V_3$  e  $V_4$  risultano eguali, ossia quando  $V_o$  si trova in quadratura rispetto  $V_b$ .

Questa rappresenta la condizione di equilibrio del dispositivo, anche se tale condizione è puramente teorica in quanto, per verificarsi, il guadagno del circuito di controllo dovrebbe risultare infinito. Poiché la condizione reale impone un guadagno finito, dovremo tener conto dell'errore statico del dispositivo, che chiameremo  $\vartheta$ . Questo errore è sempre presente anche nelle condizioni ideali di sincronizzazione e rappresenta lo scostamento dell'oscillatore dalla condizione teorica di equilibrio (perfetta quadratura tra  $V_b$  e  $V_o$ ), prima di essere richiamato in posizione corretta della tensione di errore  $V_e$ .

In valore assoluto, l'errore statico  $\vartheta$  è espresso dalla relazione:

$$|\vartheta| = \left| \frac{\Delta f_o}{G_{cc}} \right|$$

dove  $\Delta f_o$  è la deviazione di frequenza necessaria per mantenere il sistema in equilibrio e  $G_{cc}$  è il guadagno in corrente continua del dispositivo di controllo.

Poiché  $\vartheta$  deve essere mantenuto entro valori di  $2^\circ$  con quarzi aventi stabilità dell'ordine di  $10^{-4}$ , alla frequenza di  $4,43 \text{ MHz}$  si ottiene un  $\Delta f_o = \pm 440 \text{ Hz}$  per cui

$$G_{cc} = \frac{440}{2} = 220 \text{ Hz/grado}$$

Con  $12 \text{ V}$  di tensione di picco di sottoportante  $V_o$  al comparatore, la sensibilità nell'intorno del punto  $\vartheta = 0$  vale:

$$\rho = \frac{\pi}{180} 12 \text{ Volt/grado} \cong 0,2 \text{ Volt/grado}$$

La sensibilità del dispositivo oscillatore-reattanza variabile sarà:

$$\rho = \frac{220}{0,2} \cong 1.100 \text{ Hz/Volt}$$

### 2.7.7 COMPARATORE DI FASE

Tali valori sono raggiungibili con progetto e realizzazione circuitale accurati.

Normalmente nei ricevitori è  $V_{bl} > V_o$ , per cui si può dimostrare come la  $V_e$  risulti in funzione dell'errore statico  $\vartheta$ .

$$V_e \cong V_o \text{ sen } \vartheta$$

ossia essa ha andamento sinoidale in funzione dell'errore statico e dipende dalla tensione minore; questo è il motivo per cui si sceglie  $V_o < V_b$  in quanto, essendo  $V_e$  funzione di  $V_o$ , non risente del rumore e delle variazioni di ampiezza che possono essere contenute nell'informazione del burst.

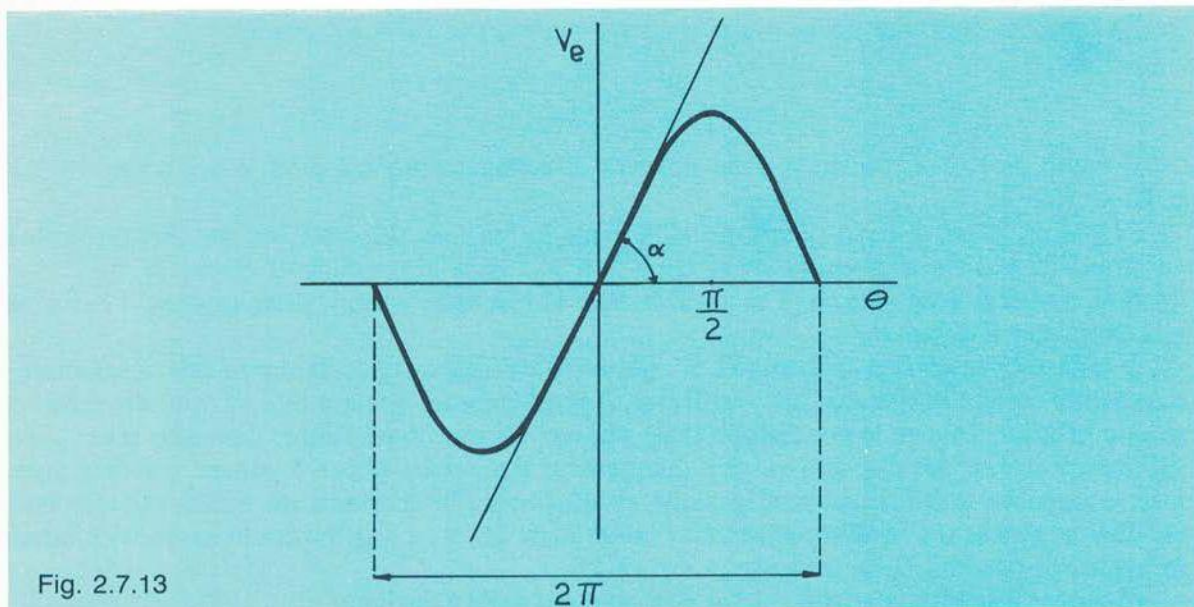


Fig. 2.7.13

La figura 2.7.13 riporta appunto  $V_e$  in funzione di  $\vartheta$ .

La sensibilità del rivelatore di fase risulta, come visto, funzione dell'errore statico, per cui possiamo scrivere:

$$\frac{\Delta V}{\Delta \vartheta} = V_o \cos \vartheta$$

Il dispositivo acquista la massima sensibilità per  $\vartheta = 0$ , mentre essa risulta nulla per  $\vartheta = 90^\circ$  poiché, come notiamo anche dal diagramma di figura 2.7.13, la pendenza con la quale  $V_e$  varia in funzione di  $\vartheta$  non è costante. In realtà, poiché si richiedono errori statici con valori minimi, assume interesse la sensibilità per valori di  $\vartheta$  molto prossimi a zero, come appunto abbiamo considerato. Quindi possiamo dire che la fase dell'oscillatore (il dispositivo è già sincrono per quanto riguarda la frequenza) «pendola» continuamente entro  $\pm \vartheta^\circ$  dell'errore statico e viene richiamato nella condizione di equilibrio ( $90^\circ \pm \vartheta^\circ$ ) allorché la sua fase tenta di superare i valori  $\pm \vartheta$ .

In valore assoluto  $\vartheta$  risulta tanto minore quanto maggiore sarà l'amplificazione in continua del dispositivo, come più volte segnalato.

Poiché il burst è presente per un tempo molto breve rispetto al periodo di ripetizione, tra burst consecutivi, e soprattutto durante la cancellazione verticale dove esso è assente per pa-

recchie righe, l'informazione di errore è volanzata dalle costanti di tempo del ponte di fase.

Comunque il breve tempo di durata dell'informazione sincronizzante consiglia l'adozione di un oscillatore stabile, la cui deriva risulti contenuta, nel tempo intercorrente tra due burst successivi e, soprattutto, nelle righe occupate dal sincronismo verticale. La stabilità, d'altra parte, non deve risultare eccessiva, dovendo il sistema essere controllato e quindi spostato di fase per variazioni che possono avvenire anche a breve termine.

Valore ragionevole di compromesso tra le opposte esigenze è, come visto, una stabilità di  $10^{-4}$ .

La condizione di funzionamento reale, nel caso del PAL, è però ben diversa, in quanto il burst inviato al ponte di fase è alternato, ossia subisce una modulazione di fase  $\pm 45^\circ$  rispetto alla posizione precedente, a cadenza di riga.

Vediamo quindi di esaminare il funzionamento del dispositivo in presenza del burst alternato.

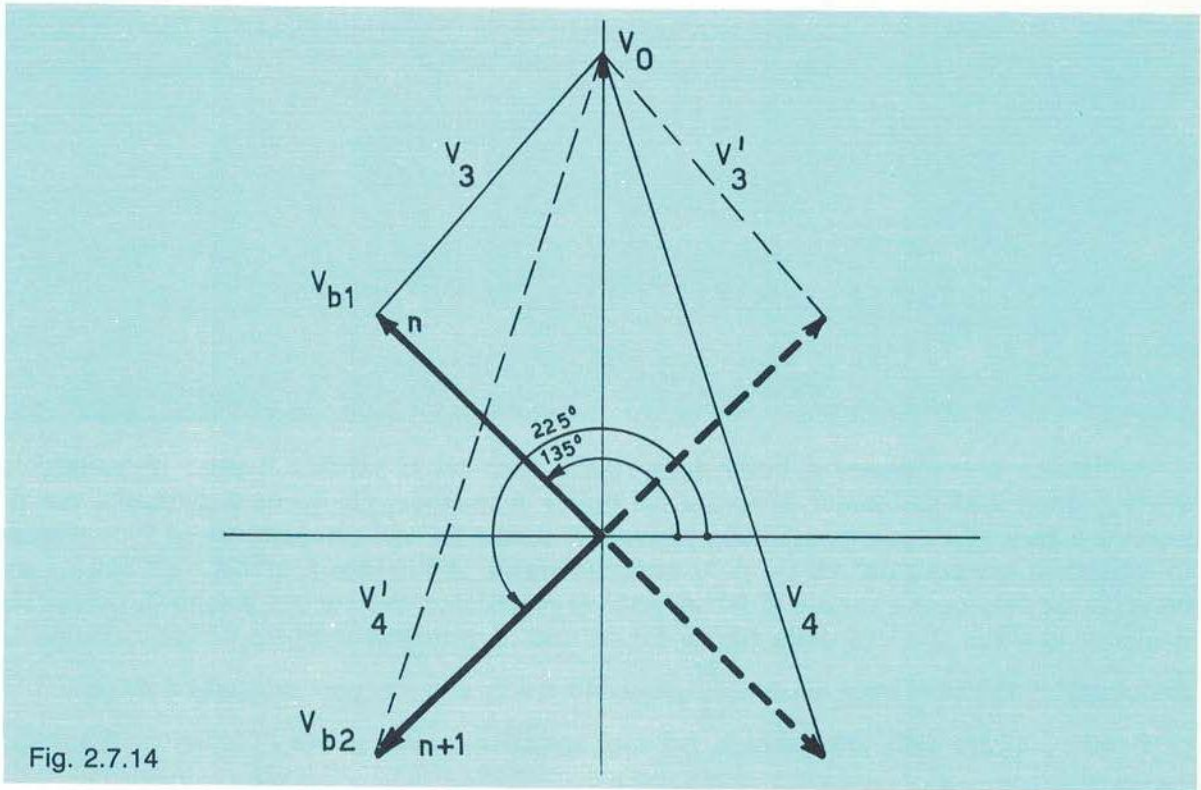


Fig. 2.7.14

Il diagramma vettoriale si modifica come in figura 2.7.14 e ad essa facciamo riferimento. Consideriamo una generica riga  $n$ , con burst avente fase  $135^\circ$ : supponiamo che la condizione di equilibrio si ottenga con  $V_0$  nella posizione fasoriale riportata in figura 2.7.14. Prescindendo dall'errore statico, la tensione  $V_4$  prevale su  $V_3$ , per cui una tensione di errore  $V_e$  è presente nel punto  $E$  del comparatore. Ciò significa che la condizione di equilibrio posta non si verifica; non solo, ma dopo  $64 \mu s$ , quando cioè è presente il burst a fase  $225^\circ$ , la tensione  $V_e$  risulta, in valore assoluto, eguale alla precedente, ma di segno opposto. Al variare quindi della fase del burst  $\pm 45^\circ$  rispetto a  $-(B - Y)$ , nel punto  $E$  si stabilisce una sequenza di po-

### 2.7.7 COMPARATORE DI FASE

tenziali positivi e negativi eguali in valore assoluto, ed a valore medio nullo. Sarà quindi sufficiente integrare la tensione  $V_e$  affinché l'oscillatore, attraverso il dispositivo a reattanza variabile, venga sincronizzato dalla media del burst alternato. La condizione di equilibrio si ottiene ancora con  $V_0$  in quadratura (a meno dell'errore statico) rispetto alla media del burst, ossia all'asse  $-(B - Y)$ .

L'uscita del ponte di fase è completata da un opportuno filtro, leggermente diverso da quello impiegato nel caso di burst a fase costante.

Supponendo ora di esaminare il fenomeno nel punto  $E$ , prima del resistore  $R$  di disaccoppiamento, notiamo come, per effetto della commutazione di fase a cui il burst PAL è soggetto, risulti presente un'onda alternativa che cambia polarità a frequenza di  $15.625 \text{ Hz}$ . In altri termini, il periodo di tale grandezza è  $1/2 F_h$  ossia  $\sim 7,8 \text{ KHz}$ , come riportato in figura 2.7.15.

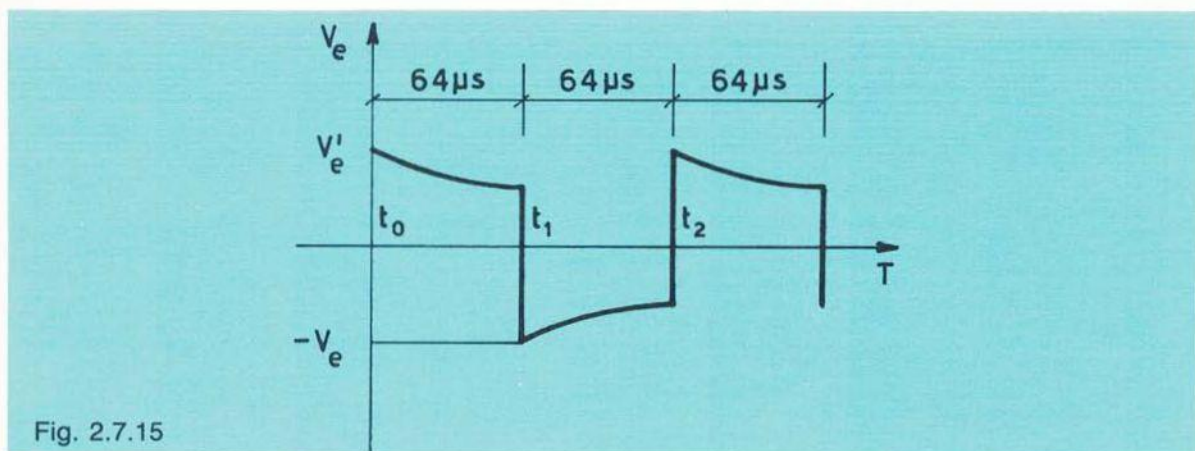


Fig. 2.7.15

All'istante  $t_0$  è presente il burst della riga  $n$ , per cui si verifica il salto di potenziale  $0 - V'_e$ ; dopo  $2,25 \mu s$  (tempo di durata del burst) la tensione, che tende a diminuire per riportarsi a zero, viene mantenuta dalla costante di tempo  $RC$  del comparatore ed il decremento dipenderà appunto dal valore della costante stessa. All'istante  $t_1$  arriva nuovamente un burst, la cui fase però è variata di  $90^\circ$  rispetto al precedente, per cui ora il salto di potenziale risulta  $-V_e$  come si rileva dalla figura 2.7.15, indi il processo si ripete periodicamente; la frequenza di  $V_e$  risulta chiaramente  $\frac{H}{2}$ , essendo  $t_0 + t_1$  e  $t_2 + t_2$  pari entrambi a  $64 \mu s$ .

Il valore medio della grandezza è, nel caso specifico, nullo; se ora l'oscillatore si sposta, per propria instabilità, oltre l'errore statico, la componente alternativa  $\frac{H}{2}$  risulta ancora presente ma varierà il suo valore medio che, attraverso il filtro ed il dispositivo a reattanza variabile, andrà ad agire sulla fase dell'oscillatore.

Per piccoli angoli di errore, la  $V_e$  avrà un valore medio pari a:

$$V_{em} = \frac{\sqrt{2}}{2} V_0 \sin \alpha$$

dove con  $\alpha$  si indica l'errore di  $V_0$  rispetto alla posizione di equilibrio e comprende il valore

dell'errore statico (fig. 2.7.16). Il valore di picco della componente alternativa  $\frac{H}{2}$  prima del filtro rimane invece praticamente costante.

Da sottolineare ancora il fatto che la tensione continua di errore è minore di quella che si ottiene con un burst a fase costante, per cui si avvalorava la tesi di non impiegare, per il controllo dell'oscillatore, un varicap, ma bensì un sistema a reattanza variabile a maggior dinamica.

In assenza di errore tra  $V_0$  ed il burst, ossia nella condizione di equilibrio, la  $V_0$  fornita dall'oscillatore è nella condizione di fase dell'asse  $E_V$ .

Il pendolamento o «jitter», dovuto alla modulazione di fase del burst alternato, avviene a velocità così elevata per cui è sufficiente la capacità  $C_X$  (fig. 2.7.11) per integrarlo nel tempo e far sì che l'oscillatore non ne risenta, agganciandosi sulla fase media.

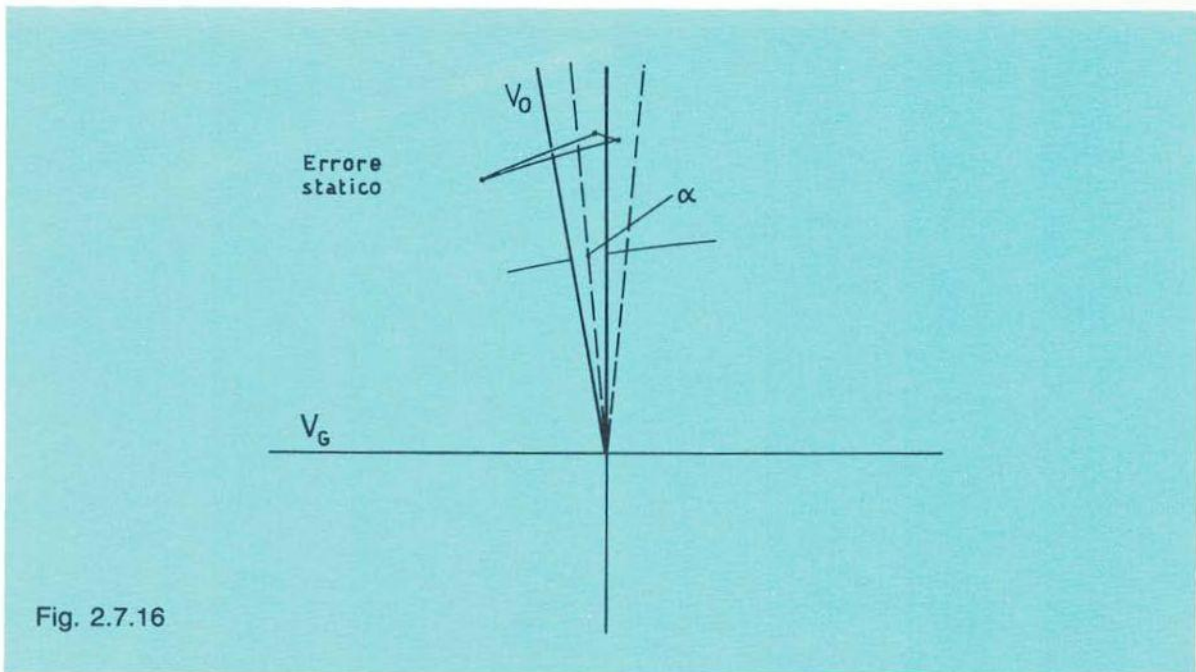


Fig. 2.7.16

Osservando la grandezza alternativa a frequenza  $\frac{H}{2}$  ricavata sul ponte di fase, notiamo che la sua polarità è strettamente legata alla fase del burst alternato. Nel tempo  $t_1 \div t_2$ , ossia per i  $64 \mu s$  di durata della riga  $n$ , la fase della tensione  $\frac{H}{2}$  risulta positiva, in quanto prevale la  $V_4$  e ciò proprio in virtù del fatto che la composizione vettoriale (fig. 2.7.14) è avvenuta tra  $V_0$  e  $V_{b1}$ , la cui posizione fasoriale è inequivocabilmente  $135^\circ$ .

Al burst con fase  $225^\circ$  è infatti pertinente una tensione  $V_e$  negativa. Possiamo quindi affermare che la polarità della componente alternativa  $V_e$  è idonea ad «informarci» sulla posizione fasoriale del burst, e quindi sulla polarità dell'asse  $E_V$ .

Inoltre tale grandezza è presente in quanto il burst è presente ed anche modulato di fase.



Infatti se fosse presente il burst NTSC a fase costante, la componente  $\frac{H}{2}$  risulterebbe zero.

Come prima cosa la tensione ad  $\frac{H}{2}$  può quindi essere impiegata per l'identificazione, in ricezione, della polarità dell'asse  $\pm E_V$ . Sarà opportuno farla transitare in un circuito risonante  $LC$ , onde ricavarne la fondamentale, liberandola così da eventuale rumore. Essa può poi essere impiegata o direttamente, per commutare l'asse  $E_V$ , oppure, come avviene nella grande maggioranza dei casi, per identificare l'operazione di commutazione attuata in altro modo.

Le tensioni  $V_3$  e  $V_4$ , prelevate sui diodi del ponte di fase, contengono anch'esse la componente  $\frac{H}{2}$  e quindi sono idonee come grandezze di identificazione. Le loro forme d'onda, funzioni delle costanti di tempo  $C_1 R_1$  e  $C_2 R_2$ , sono riportate in figura 2.7.17, mentre la  $V_e$  nel punto  $E$  rimane ovviamente quella vista in precedenza.

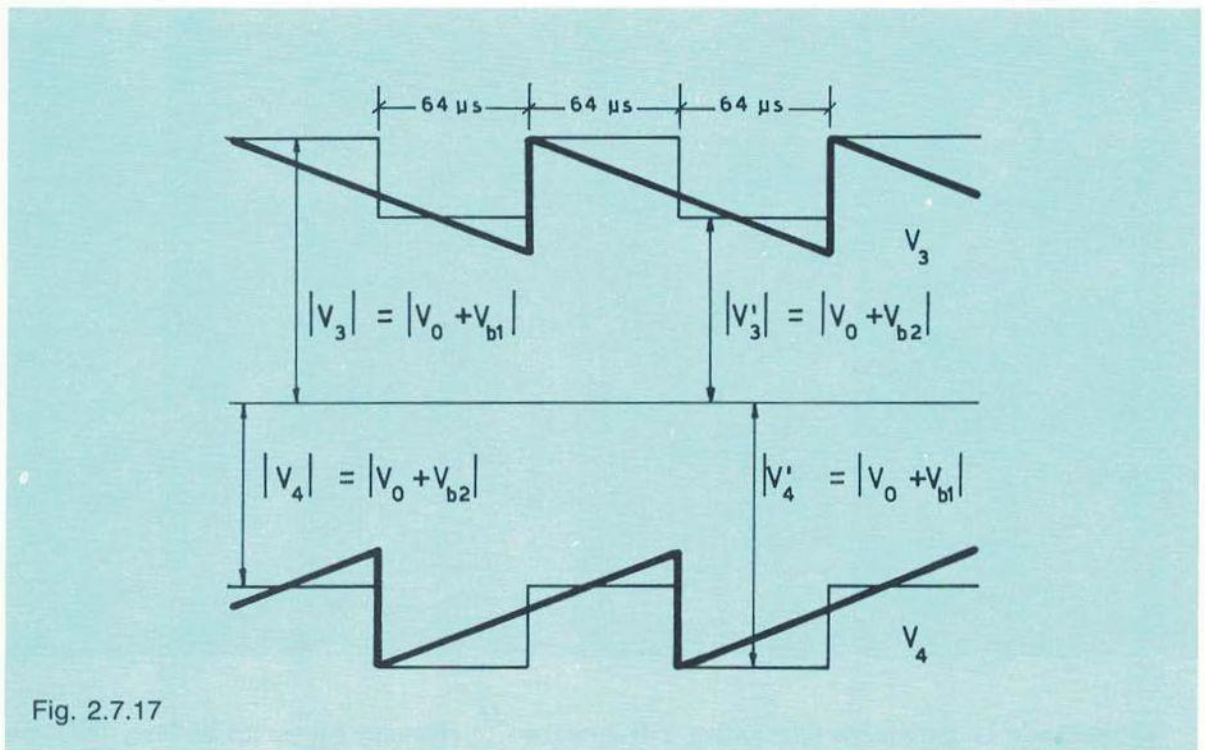


Fig. 2.7.17

I condensatori  $C_1$  e  $C_2$  eguali, durante la loro scarica sui resistori  $R_1 - R_2$  eguali anch'essi, subiscono in  $128 \mu s$  eguali variazioni di carica, per cui  $V_3$  e  $V_4$  risultano variabili con la stessa legge ma con segno opposto. Un valore opportuno della costante di tempo  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  si aggira tra 3 ÷ 6 volte il periodo di riga.

Un tipico circuito di prelievo della componente  $\frac{H}{2}$ , abbinato al ponte di fase, è riportato in figura 2.7.18 dove notiamo la capacità  $C_X$  di integrazione del «jetter» ed il ramo  $R_X C_X$  il quale compensa lo sbilanciamento del ponte di fase introdotto dal prelievo della componente alternativa nel punto  $A$ .

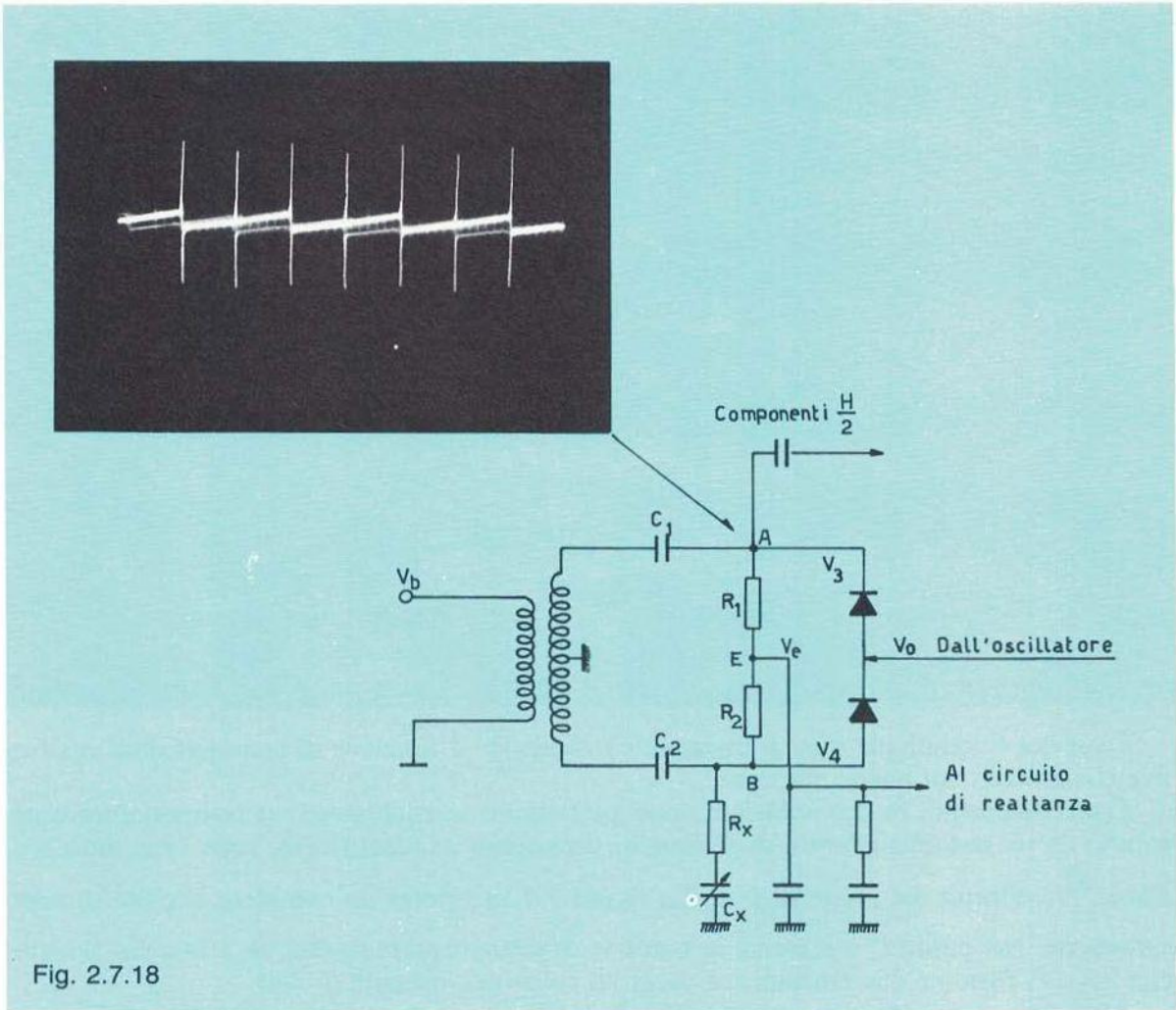


Fig. 2.7.18

### 2.7.8 Commutazione dell'asse $\pm V$

Come abbiamo visto, una caratteristica fondamentale del PAL è rappresentata dalla inversione dell'asse  $E_V$  per l'autocompensazione di eventuali errori di fase. Affinché il processo risulti compiuto, è indispensabile che, in ricezione, come per altro abbiamo precedentemente detto, la riga contenente  $-E_V$  venga commutata e riportata a  $+E_V$ .

Si possono, allo scopo, adottare due soluzioni:

- 1) commutare l'informazione cromatica  $\pm E_V$
- 2) commutare la sottoportante rigenerata al demodulatore sincrono  $E_V$ .

Nel primo caso, viene commutato un segnale che, nel caso dei ricevitori commerciali, è a banda  $\pm 0,6$  MHz, mentre per decodificatori professionali è a banda  $\pm 1,2$  MHz.

Nel secondo caso, viene commutata una tensione a frequenza di 4,43 MHz senza problemi di larghezza di banda; il problema riguarda la potenza in gioco, molto maggiore in questo secondo caso.

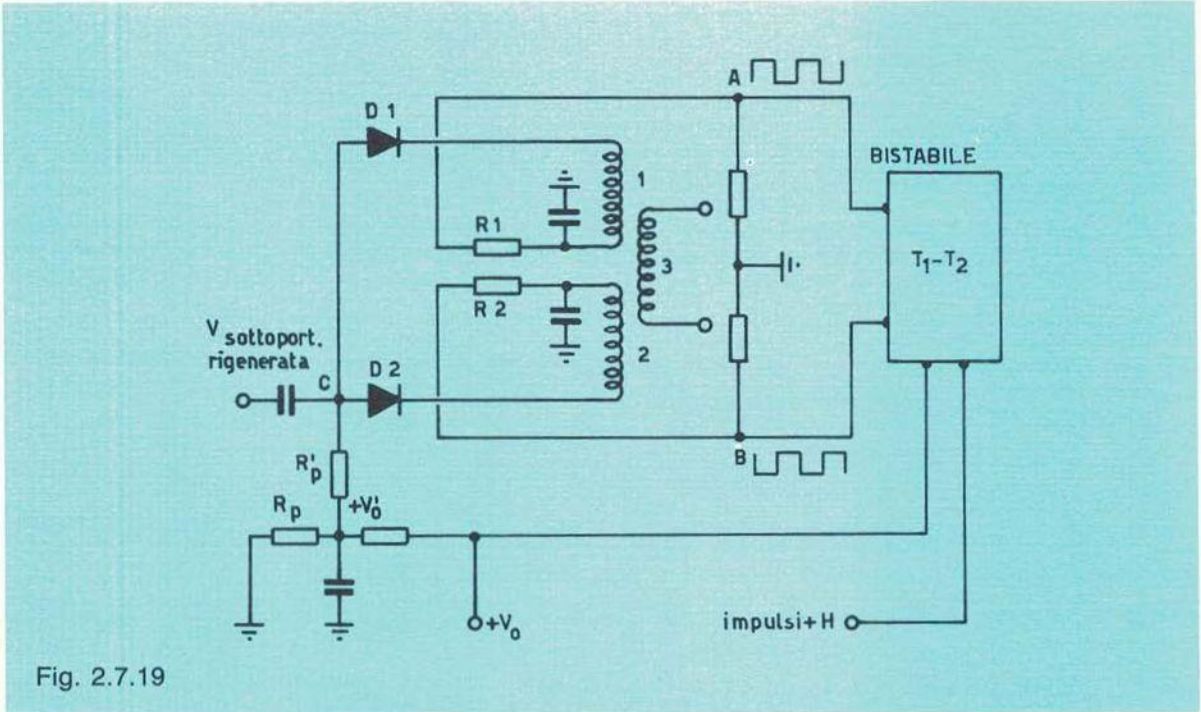


Fig. 2.7.19

La scelta è comunque solo di carattere circuitale, ed è funzione di considerazioni costruttive che esulano dal nostro discorso.

Concettualmente le due soluzioni sono perfettamente equivalenti. Il commutatore è costituito da un bistabile pilotato dagli impulsi orizzontali ed identificato, nella fase, dalla tensione  $\frac{H}{2}$ , estratta dal ponte di fase. La figura 2.7.19 riporta un completo circuito di commutazione. Nel punto *C* è presente la tensione di sottoportante rigenerata a fase  $E_V$ ; il bistabile  $T_1 - T_2$  fornisce due tensioni sui rispettivi collettori, opposte di fase.

All'arrivo di un generico impulso  $H$  il bistabile si posiziona, per esempio, con  $T_1$  interdetto e  $T_2$  saturo. Il punto *A* si porta pertanto al potenziale  $+V_0$ , mentre *B* a zero; in tali condizioni il diodo  $D_1$  è sicuramente interdetto mentre  $D_2$  conduce, per cui vi è circolazione di corrente, a frequenza di sottoportante, nell'avvolgimento 2 e che induce, nell'avvolgimento 3, una differenza di potenziale.

Dopo  $64 \mu s$  il bistabile si posiziona in condizione invertita rispetto alla precedente, per cui condurrà  $D_1$  che traslerà ancora ai capi del terziario una tensione che, se il senso degli avvolgimenti è appropriato, risulta in opposizione con la precedente.

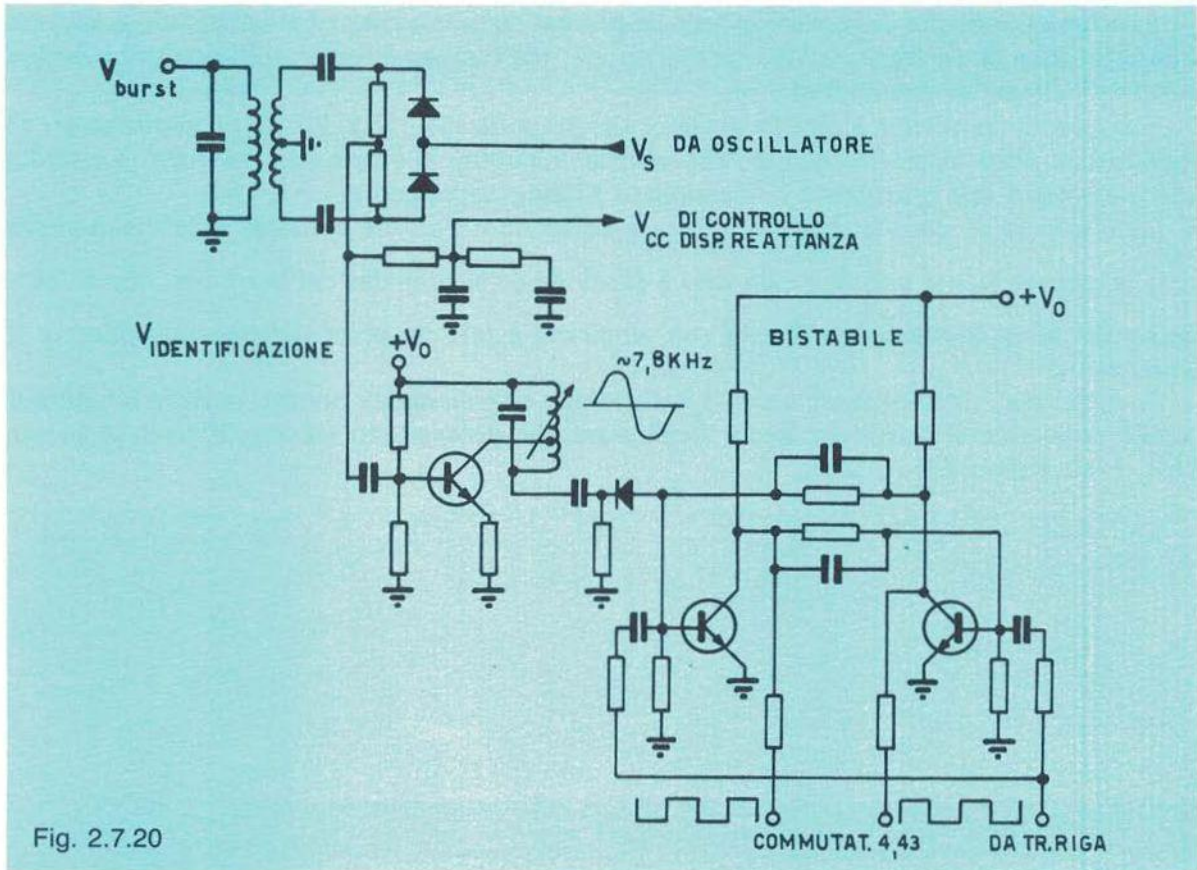
Quindi, se per una riga la fase al terziario è regolata per  $+E_V$ , nella riga successiva risulterà  $-E_V$ ; pertanto la tensione ai capi del terziario, avendo polarità alternativamente  $\pm E_V$ , è idonea ad alimentare il demodulatore sincrono ( $R - Y$ ).

Evidentemente, anziché azionare la commutazione vera e propria mediante bistabile, è possibile alimentare i punti *A* e *B* del circuito di figura 2.7.19 con due tensioni ad  $\frac{H}{2}$  opposte di fase, filtrate dall'amplificatore selettivo e squadrate.

L'impiego del bistabile, nel caso dei ricevitori, è più diffuso in quanto un eventuale ru-

more residuo sulla componente  $\frac{H}{2}$  non disturba il commutatore, azionato dagli impulsi  $H$ . L'identificazione agirà sul bistabile solo in caso di errore di fase di quest'ultimo, e pertanto l'eventuale rumore lo interesserà esclusivamente nel breve tempo in cui l'informazione  $\frac{H}{2}$  costringe il bistabile stesso ad assumere l'esatto posizionamento.

La figura 2.7.20 rappresenta, in linea generale, il processo di sincronizzazione della sottoportante, commutazione  $\pm E_V$  e relativa identificazione.



### 2.7.9 Interditore di croma (Killer)

Abbiamo già sottolineato come il segnale di luminanza contenga componenti spettrali comprese nella banda cromatica le quali, oltre a transitare nel canale stesso e dar luogo agli inconvenienti già visti, vengono avviate anche lungo il canale cromatico. Tali componenti trovano facile accesso al canale di cromaticanza, in quanto questo è provvisto di un passabanda con risposta in frequenza ideale a consentirne il transito. Quindi l'amplificatore di cromaticanza non è in grado di discriminare le componenti a  $4,43 \pm 0,6 \text{ MHz}$ , pertinenti al croma, da quelle, di egual frequenza, appartenenti alla luminanza; tali componenti pervengono pertanto ai demodulatori che le traspongono in banda base, trasformandole in componenti colorate in

### 2.7.9 INTERDITTORE DI CROMA (KILLER)

modo caotico, visibili e non desiderate. Si verifica pertanto una interferenza denominata **cross color**.

In altri termini, elementi di dettaglio dell'immagine, che nella realtà sono in bianco e nero, risultano colorati in modo caotico sul ricevitore TVC. Ne consegue che un ricevitore a colori, captando un segnale trasmesso in bianco e nero e dovendolo trattare come tale, utilizzandone cioè l'unica informazione di luminanza, è opportuno che funzioni con il canale di cromaticanza interdetto.

Le componenti di luminanza contenute nella banda cromatica non possono quindi più pervenire ai demodulatori e quindi non si otterrà più la cromaticità spuria del cross color.

L'informazione che differenzia il segnale BN dal segnale a colori è il burst; tale grandezza è caratteristica di un segnale video cromatico, per cui sarà sufficiente utilizzarla per interdire o meno il canale di cromaticanza.

Osservando lo schema a blocchi generico del decodificatore (fig. 2.7.21), l'amplificatore di cromaticanza verrà interdetto quando nel segnale video non vi è presenza del burst. Lo stadio che provvede a tale operazione è denominato **Killer** o soppressore.

Una grandezza particolarmente idonea a comandare l'azione del killer è la componente  $\frac{H}{2}$ , in quanto la sua presenza non solo è funzione della presenza del burst ma, come visto, anche del burst alternato; inoltre la sua ampiezza è tale da poter direttamente pilotare il soppressore.

In molti casi, onde ottenere un valore di residuo estremamente ridotto, anziché interdire il canale cromatico si interviene anche negli stadi che provvedono ad amplificare, in banda base, i due segnali  $E_{(R-Y)}$  ed  $E_{(B-Y)}$ .

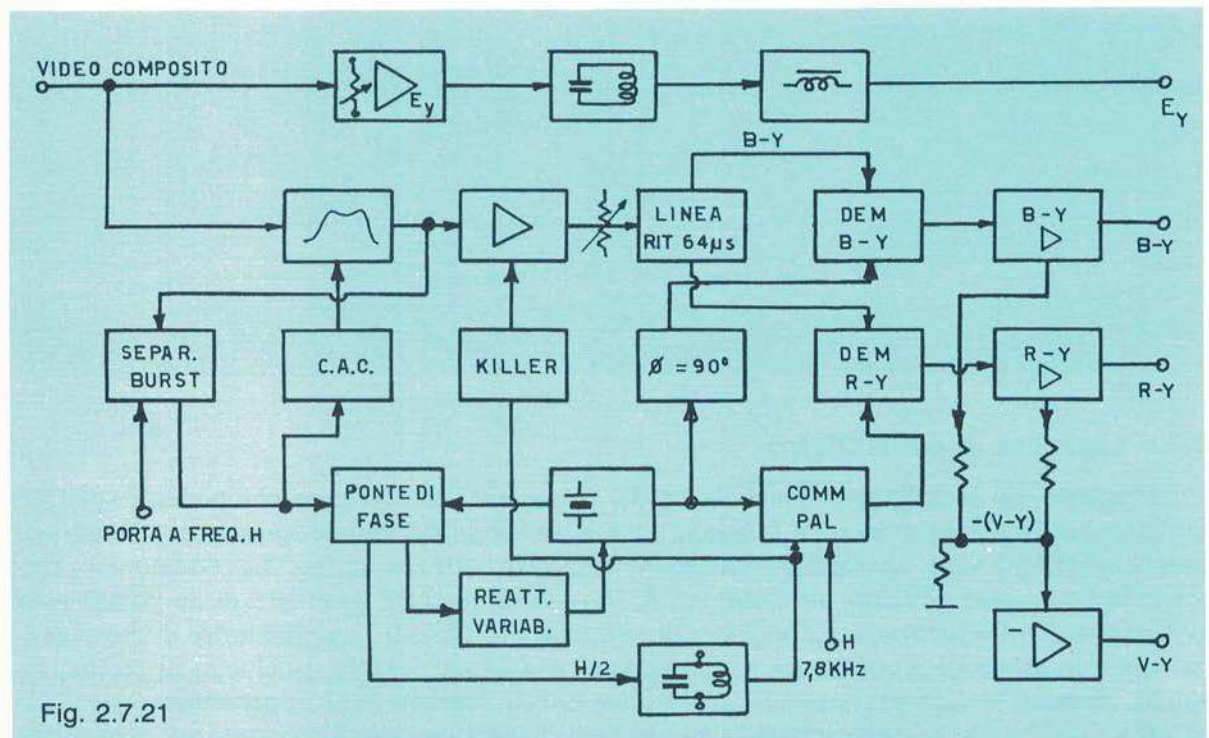


Fig. 2.7.21

Una seconda esigenza consiglia ancora di intervenire sull'amplificatore di croma, sopprimendo il burst dal segnale elettrico che transita dalla linea di ritardo verso i demodulatori sincroni. Infatti gli stadi amplificatori seguenti la demodolazione sono equipaggiati normalmente con restitutori controllati di componente continua i quali, come noto, funzionano correttamente se la loro azione avviene su un livello costante, il che non si verifica se è presente il burst.

### 2.7.10 Demodolazione sincrona

Considerando un'onda modulata in ampiezza a portante soppressa, abbiamo più volte rilevato come l'involuppo della grandezza modulata non rispecchi più la modulante, per cui da un siffatto prodotto di modulazione non è possibile riottenere l'informazione utile, mediante un rivelatore di ampiezza.

È necessario pertanto restituire la sottoportante, soppressa in trasmissione, con ampiezza e fase opportune, in modo da poter, attuata la condizione menzionata, rivelare di involuppo.

Questa forse è la maggior complessità presentata dai sistemi QUAM, i quali richiedono appunto la rigenerazione della sottoportante.

Consideriamo il prodotto di modulazione di figura 2.7.22, dal quale ci proponiamo di estrarre la modulante contraddistinta, per maggior chiarezza, con colore rosso (positiva) e blu (negativa), impiegando il circuito simmetrico di fig. 2.7.23.

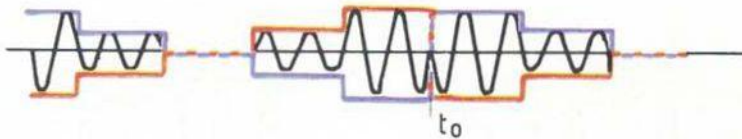


Fig. 2.7.22

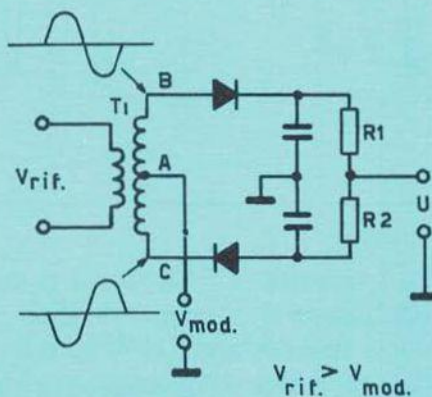


Fig. 2.7.23

Il trasformatore  $T_1$  è alimentato dalla sottoportante rigenerata mentre in  $A$  viene applicata la grandezza modulata e, ai morsetti  $U$ , sarà presente la modulante che conserva il proprio valore medio.

Come primo caso, supponiamo che in  $T_1$  la sottoportante abbia fase perfetta con il prodotto di modulazione.

Nei punti  $B$  e  $C$  la sottoportante è presente con fasi opposte, che supponiamo rispondano a quelle riportate in figura 2.7.23.

Poiché gli avvolgimenti secondari di  $T_1$  sono in serie con  $V_{mod}$ , in  $B$  e  $C$  avremo rispettivamente la somma e la differenza tra i prodotti di modulazione e la sottoportante; tenendo presente la polarità di quest'ultima, risulta chiaro che in  $B$ , essendo le fasi concordanti, si ottiene la somma, mentre in  $C$  la differenza (fig. 2.7.24 a e b).

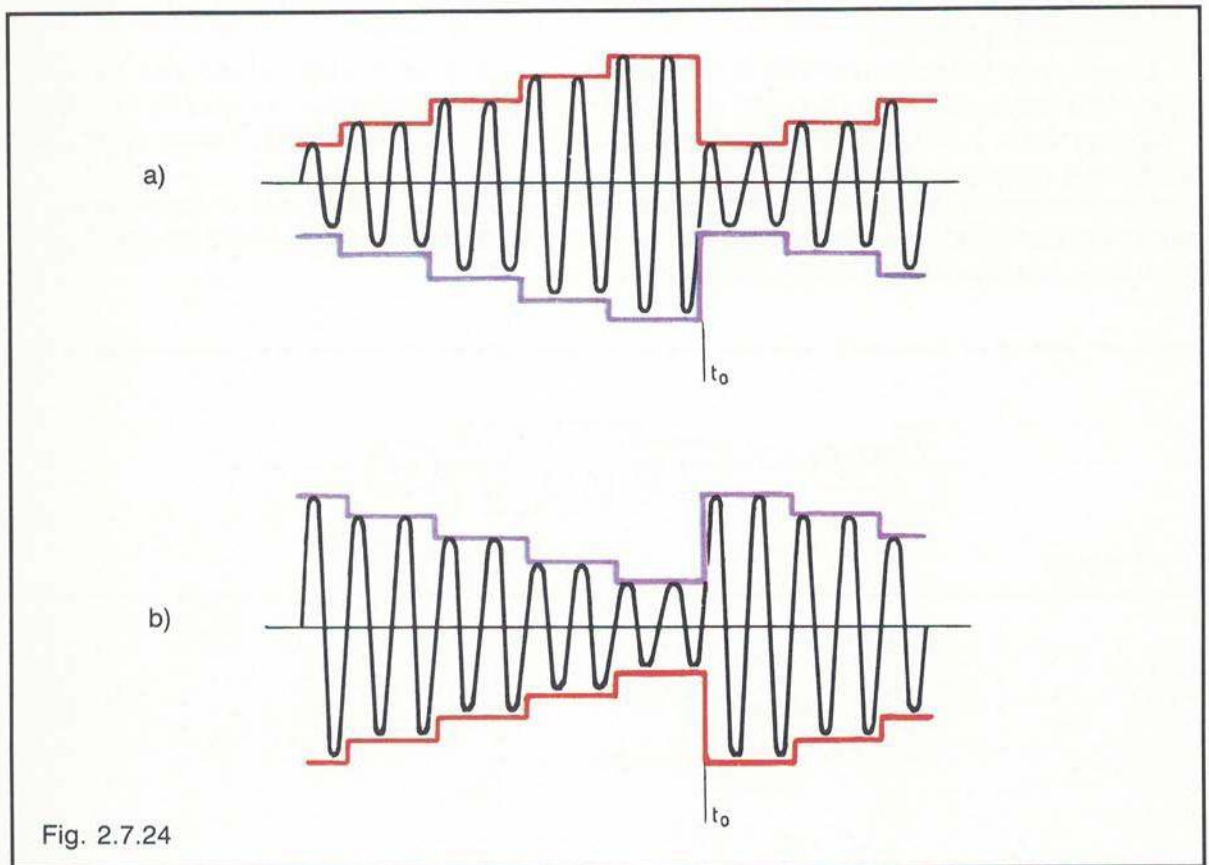


Fig. 2.7.24

Questo avviene sino al tempo  $t = t_0$  (fig. 2.7.22) in cui la modulante passa per lo zero e di conseguenza i prodotti di modulazione si invertono di  $180^\circ$ .

Poiché la sottoportante rimane a fase costante, all'istante  $t_0$  si invertono le condizioni del punto  $B$  con quelle del punto  $C$ . Dove prima del passaggio per lo zero si otteneva la somma, dopo  $t_0$  si effettua la differenza; tale inversione si ottiene ovviamente ogni volta che la modulante passa per lo zero.

Notiamo come la differenza della f.o. in  $B$  e  $C$  consista nella opposta fase della sottoportante e nell'inversione di entrambi gli involucri, per cui i due diodi rivelano segnali eguali (involuppi rossi di fig. 2.7.24) ed ai capi dei condensatori si ottengono due modulanti di eguale polarità, con componenti continue di eguale ampiezza ma di segno opposto. La somma mediante  $R_1 - R_2$  (fig. 2.7.23) consente di ricavare in  $U$  la modulante con valore medio nullo, come trasmesso. Se anziché il caso particolare presentato, la modulante avesse avuto un valore medio diverso da zero, esso sarebbe rimasto inalterato.

Affrontiamo ora il caso in cui la sottoportante venga inserita in  $T_1$  in quadratura rispetto al prodotto di modulazione. Dal disegno di figura 2.7.25 si rileva facilmente come alla sottoportante venga sommata una grandezza nulla (tempi  $t_1, t_2, t_3$ ), per cui i diodi rivelano una tensione zero.

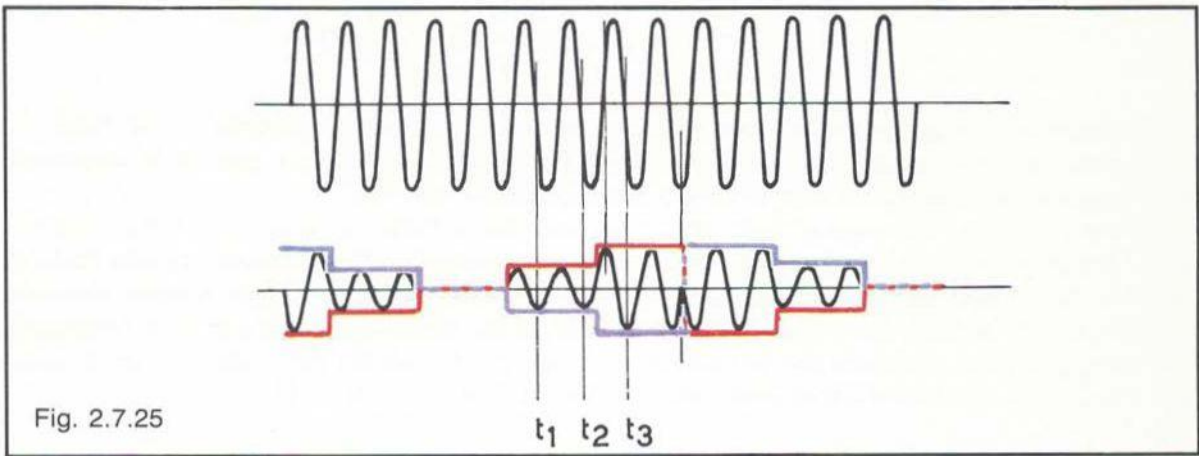


Fig. 2.7.25

Possiamo quindi affermare che, se tra prodotti di modulazione e sottoportante rigenerata vi è condizione di quadratura, il demodulatore sincrono genera una tensione nulla.

È chiaro come, tra questa condizione e quella di perfetta fase, in cui la grandezza modulante presenta la massima ampiezza, esistono tutte le condizioni intermedie, che danno luogo a una tensione demodulata:

$$V_{dem} = V_{max} \cos \alpha$$

dove  $\alpha$  è l'angolo di fase tra sottoportante e prodotti di modulazione. Evidentemente nella decodifica vengono impiegati due distinti demodulatori, al fine di liberare dalla sottoportante i due segnali  $\pm E_{(R-\gamma)}$  e  $E_{(B-\gamma)}$ . Essi avranno fase di sottoportante rigenerata rispettivamente  $\pm V$  e  $+U$ .

Nel caso di decodifica PAL con linea di ritardo, le due informazioni da demodulare vengono, come ampiamente sottolineato, discriminate dalla linea di ritardo, per cui una fase di demodulazione non rigorosamente esatta si traduce in minor ampiezza del segnale rivelato secondo il  $\cos \alpha$ , con conseguente desaturazione; inoltre i rapporti tra i segnali d.d.c. vengono in tal modo a variare, per cui, per angoli di errore  $\alpha$  notevoli, tale inconveniente non risulta più trascurabile.

Infatti trasmettendo ancora un magenta saturo, sappiamo che i segnali d.d.c. risultano entrambi eguali a 0,59; senza tener conto dei fattori riduttivi, che per altro in ricezione vengono



annullati, supponiamo ora di avere al demodulatore sincrono ( $R - Y$ ) un errore di fase molto forte, per esempio  $40^\circ$ .

La tensione  $R - Y$  demodulata risulterà:

$$V_{dem} = 0,59 \cos \alpha = 0,59 \cos 40^\circ = 0,45$$

$B - Y$ , essendo corretta la fase di demodulazione, vale  $0,59$ .

Pertanto  $V - Y$  risulta:

$$E_{V-Y} = -0,51 \cdot 0,45 - 0,19 \cdot 0,59 = 0,341$$

I tre primari che, nel caso di assenza di errore ai demodulatori, assumono valori  $1, 1, 0$ , ora diventano:

$$\begin{aligned} R &= R - Y + Y = 0,45 + 0,41 = 0,86 \\ V &= V - Y + Y = -0,341 + 0,41 = 0,07 \\ B &= B - Y + Y = 0,59 + 0,41 = 1 \end{aligned}$$

Il magenta risulterà più bluastro e leggermente desaturato per la presenza del primario  $V$ . È però vero che, anche con errore così forte ( $40^\circ$ ), che praticamente non trova riscontro, la cromaticità è variata, ma non in modo eccessivamente vistoso.

Questo risultato è dovuto al fatto che, nella decodifica PAL esaminata, l'effetto discriminante tra le componenti cromatiche non è affidato ai demodulatori sincroni ma alla linea di ritardo, che, come visto, deve risultare regolata in modo preciso, sia per quanto riguarda l'ampiezza che la fase. L'effetto di errore di fase ad un demodulatore è pertanto tollerabile sull'immagine se si considera che in pratica gli errori, per instabilità nel tempo dei componenti o imperfetta regolazione, possono assumere valori compresi nei  $\pm 5^\circ$ .

## 2.8 Decodifica PAL semplice e New PAL

Mantenendo inalterato il processo di codifica PAL, è possibile, nell'operazione di decodifica, estrarre le informazioni primarie senza l'ausilio dell'elemento di memoria, ossia della linea di ritardo.

In tal caso l'informazione cromatica perviene, come nel caso del sistema NTSC, ad entrambi i demodulatori, la cui azione discriminante diviene ora determinante in quanto assicurata esclusivamente dalla relazione di fase tra la sottoportante rigenerata ed il relativo prodotto di modulazione. In caso di errore di fase differenziale, due linee consecutive del medesimo semiquadro si presenteranno sul cinescopio con errori di fase di segno opposto rispetto alla tinta corretta e l'occhio, ad una certa distanza di visione (circa 4 volte la diagonale dello schermo), «media» le due informazioni riportando la sensazione di tinta corretta.

Ovviamente, essendo l'occhio un'integratore meno valido della linea di ritardo, con tale decodifica vengono tollerati errori di fase contenuti entro i  $25^\circ \div 30^\circ$ . Questo anche in considerazione della non linearità di risposta dei fosfori che costituiscono il cinescopio.

Un sistema di decodifica PAL, assai preciso anche con errori di fase notevoli, è il «PAL nuovissimo», in cui è prevista la sincronizzazione dell'oscillatore, che rigenera la sottoportante, anche durante il periodo attivo di riga. In tal caso il burst effettua un agganciamento grossolano dell'oscillatore locale mentre, dall'inizio dell'esplorazione e per tutto il tempo attivo di riga, la sua fase è regolata da un segnale ottenuto rettificando l'informazione di crominanza.

In altri termini l'oscillatore di tipo libero a basso  $Q$ , oltre che dal burst, viene pilotato con un segnale a  $2 F_{SP}$  (ossia  $8,86 \text{ MHz}$ ) ricavato da  $F_V$  e  $F_U$  che, ricordiamo, sono le componenti di generazione del vettore cromatico e quindi presentano fase costante, in quanto la modulante provoca su di loro esclusivamente una variazione di ampiezza. La fig. 2.8.1 riporta una soluzione a blocchi di tale decodifica.

Si nota come, dopo aver portato in coincidenza le fasi dei segnali  $\pm V$  e  $U$ , mediante rettificazione che duplica la  $F_{SP}$  annullando le inversioni di polarità in essi presenti, si ricava una frequenza di sottoportante costantemente e rigidamente legata a quella ricevuta. Durante il periodo di sincronizzazione con il segnale cromatico (periodo attivo di riga), l'azione sincronizzante è proporzionale all'ampiezza del segnale di crominanza, ossia all'intensità di saturazione. L'azione sincronizzante risulta più efficace proprio quando è maggiormente richiesto il suo contributo.

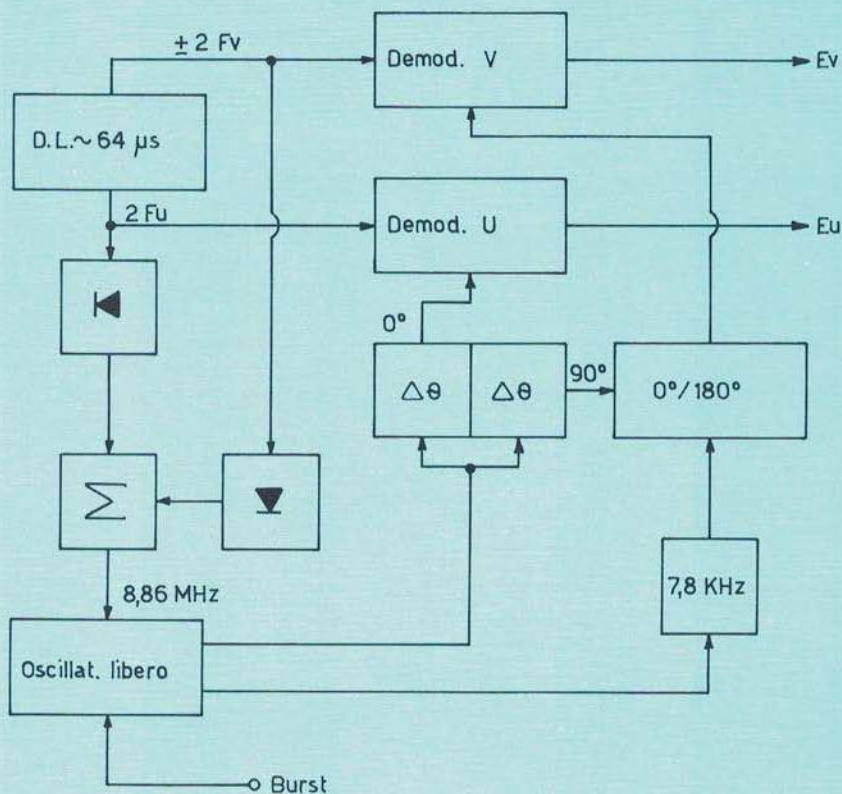


Fig. 2.8.1

## 3.1 Definizione dei tipi di distorsione

Un generico quadripolo è un apparato elettrico equipaggiato con una coppia di morsetti di ingresso ed una seconda coppia di uscita.

Nel campo video, un quadripolo è inteso come un apparato che manipola il segnale video in banda base, trasferendolo dai morsetti di ingresso a quelli di uscita; nel caso specifico di informazione video a colori, pur trattando il segnale in banda base ( $0 \div 5 \text{ MHz}$ ) il quadripolo generico è interessato anche dalla componente cromatica che è compresa nella banda citata, ma che è generata da un processo di modulazione di ampiezza a portante soppressa.

Comunque, con quadripolo non intendiamo apparati idonei per definizione a compiere operazioni non lineari, come ad esempio i modulatori.

Le distorsioni che un quadripolo può introdurre possono essere classificate in lineari e non lineari. Sono definite «lineari» quelle distorsioni indipendenti dall'ampiezza del segnale e che sono relative alla risposta in frequenza ed in fase del quadripolo in cui transita.

Per contro, con distorsioni «non lineari» si intendono ovviamente quelle deformazioni del segnale dovute all'ampiezza (guadagno e fase differenziale, correzione errata di gamma).

Non vengono necessariamente definite distorsioni le alterazioni non identificabili con un cambiamento della forma d'onda del segnale stesso.

Pertanto non sono distorsioni le alterazioni dovute ad amplificazione o attenuazione, ritardi o inversioni di polarità del segnale.

Conseguentemente un quadripolo verrà definito lineare se non distorce segnali sinusoidali e se rispetta il principio della sovrapposizione degli effetti.

In altri termini, alimentando il quadripolo con una combinazione lineare di segnali  $V_i(t)$  si deve ottenere in uscita un segnale  $V_u(t)$ , ancora combinazione lineare dei segnali componenti  $V_i(t)$ , secondo gli stessi coefficienti che si otterrebbero alimentando il quadripolo con i singoli segnali che compongono  $V_i(t)$ .

Le curve che definiscono il comportamento del quadripolo, sia in regime sinusoidale che non (un segnale non sinusoidale può essere scomposto nella somma di componenti sinusoidali di frequenza  $f, 2f, \dots, nf$ ), sono quelle di risposta in ampiezza e fase, riportate in figura 3.1.1.

Consideriamo un generico quadripolo, alimentato in ingresso dal segnale:

$$v_{il} = V_{il} \cos(\omega t + \vartheta_{il}) \quad [1]$$

in uscita si ottiene:

$$v_{ul} = V_{ul} \cos(\omega t + \vartheta_{ul}) \quad [2]$$

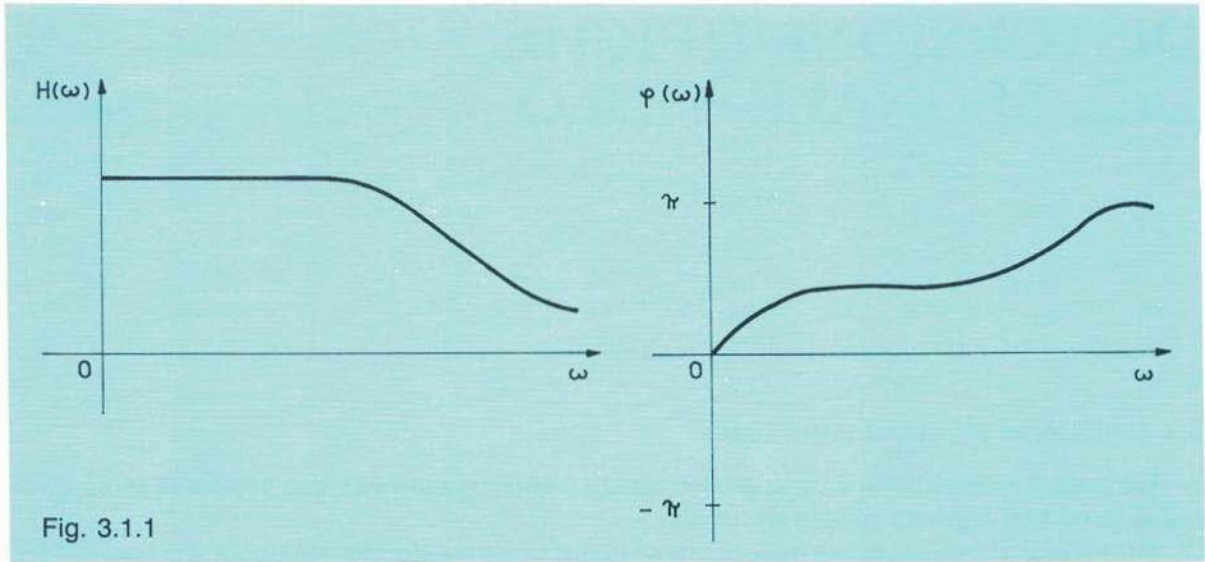


Fig. 3.1.1

Indicando con  $K_I = \frac{V_{uI}}{V_{iI}}$  l'amplificazione del quadripolo (può essere:  $K_I \leq 1$ ) e con  $\varphi_I = \vartheta_{iI} - \vartheta_{uI}$  il ritardo di fase, ricaviamo  $\vartheta_{uI}$ :

$$\vartheta_{uI} = \vartheta_{iI} - \varphi_I$$

Sostituendo nella [2] si ottiene:

$$v_{uI} = K_I V_{uI} \cos(\omega_I t + \vartheta_{iI} - \varphi_I)$$

dividendo per  $\omega_I$  otteniamo:

$$v_{uI} = K_I V_{uI} \cos\left(t + \frac{\vartheta_{iI}}{\omega_I} - \frac{\varphi_I}{\omega_I}\right) \quad [3]$$

dove  $\frac{\vartheta_I}{\omega_I} = \tau_I$  ha le dimensioni di un tempo, essendo  $\varphi_I$  espresso in radianti e  $\omega_I$  in radianti/secondo.

Supponiamo che il medesimo quadripolo venga interessato da un secondo segnale:

$$v_{u2} = V_{u2} \cos(\omega_2 t + \vartheta_{u2})$$

operando analogamente otterremo:

$$v_{u2} = K_2 V_{u2} \cos\left(t + \frac{\vartheta_{i2}}{\omega_2} - \tau_2\right) \quad [4]$$

Diremo che il quadripolo non introduce distorsione allorché le due componenti  $v_{u1}$  e  $v_{u2}$ , per esempio armoniche di un generico segnale  $v_i(t)$ , presentano:

$$K_1 = K_2; \quad \tau_1 = \tau_2 = \frac{\vartheta_1}{\omega_1} = \frac{\vartheta_2}{\omega_2} \quad [5]$$

Le [5] indicano che, nel passaggio attraverso il quadripolo, le due componenti devono subire variazioni di fase proporzionali alle frequenze onde ottenere  $\tau_1 = \tau_2$ . Pertanto le curve ideali di risposta del quadripolo dovrebbero essere come riportato in fig. 3.1.2a. Poiché, a causa della ripidità del taglio di banda, le frequenze prossime alla frequenza di taglio subisco-

no ritardi molto maggiori che non le componenti a frequenza inferiore, le curve teoriche mutano in quella di fig. 3.1.2b.

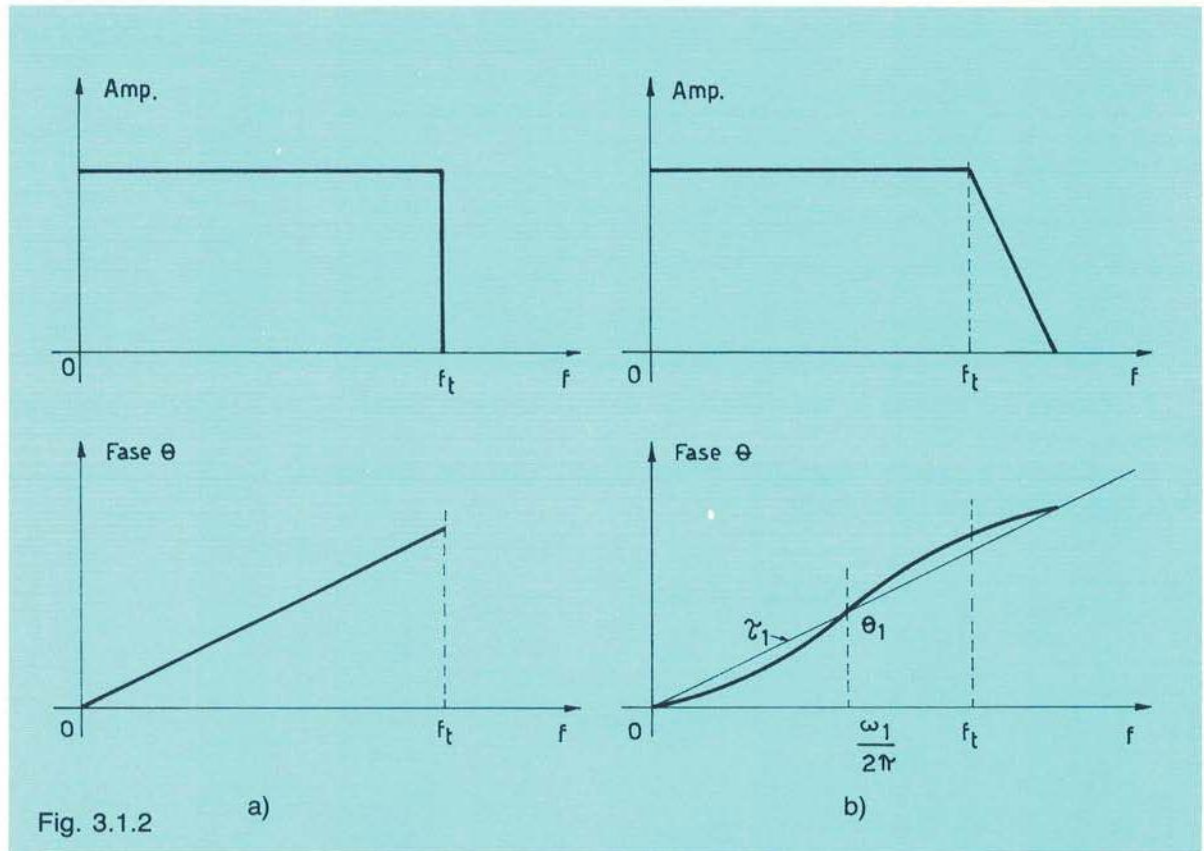


Fig. 3.1.2

a)

b)

Affinché un quadripolo lineare non distorca un qualsiasi segnale, la cui banda interessata è  $\Delta f$ , bisogna che le componenti sinusoidali che compongono il segnale stesso siano, all'uscita del quadripolo, ritardate tutte della quantità  $\tau$ . Trattandosi di un segnale modulato è sufficiente che non venga alterata l'informazione associata alla portante; considerando la modulazione di ampiezza, è indispensabile che rimanga inalterato l'involuppo della grandezza modulata.

Allo scopo si definisce il ritardo di gruppo:

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\vartheta}{d\omega} \quad [6]$$

che è la derivata di  $\tau$  visto precedentemente.

Essendo la curva  $\frac{\vartheta}{\omega}$  una retta a pendenza costante (fig. 3.1.2a), la sua derivata risulterà una retta parallela all'asse  $\omega$  come da fig. 3.1.3.

Il ritardo di gruppo  $\tau_g$  riguarda l'informazione associata alle bande laterali della modulata, ossia quel particolare «gruppo di frequenze», e deve risultare costante nell'interno della banda  $\Delta f$  occupata.

### 3.1 DEFINIZIONE DEI TIPI DI DISTORSIONE

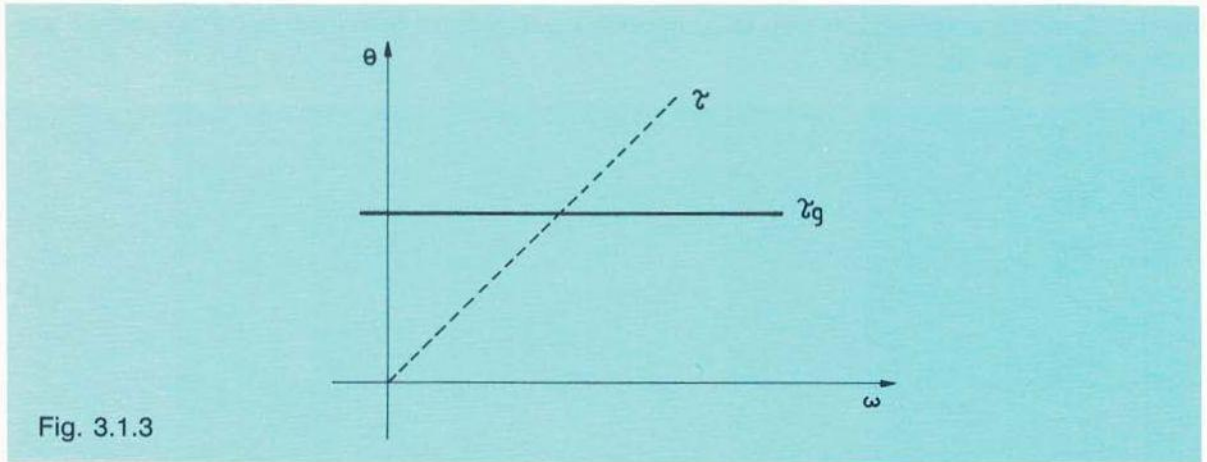


Fig. 3.1.3

La tabella 3.1 riporta la classificazione delle distorsioni lineari a cui il segnale video può essere sottoposto.

Esaminiamo pertanto i segnali di prova significativi che consentono il rilievo e la misura delle distorsioni così classificate.

DISTORSIONI LINEARI DI...	- AMPIEZZA	
	- FASE	
	- LUMINANZA	- A TEMPO BREVE - A TEMPO DI RIGA - A TEMPO DI SEMIQUADRO - A TEMPO LUNGO
	- CROMINANZA	
	- RELAZIONE LUMINANZA-CROMINANZA	- RAPPORTO DI AMPIEZZA LUMINANZA-CROMINANZA - RITARDO LUMINANZA CROMINANZA

Tabella 3.1

### 3.2 Segnali di prova significativi

Il segnale video da noi trattato occupa una banda di  $5\text{ MHz}$  a cui corrisponde, per la frequenza limite, un tempo  $T_A = 200\text{ ns}$ .

Se desideriamo esaminare il funzionamento del quadripolo in oggetto nell'ambito dell'intera banda, è indispensabile adottare un segnale il cui spettro si estenda praticamente nell'intera banda video.

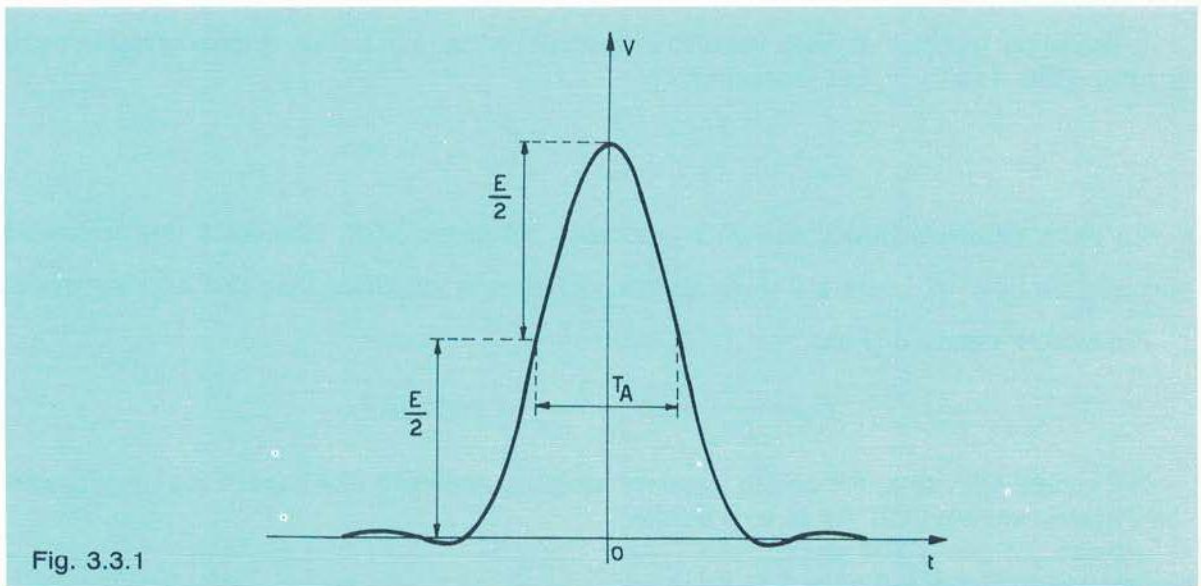
A questo punto dobbiamo distinguere tra segnali di prova a pieno campo, che sostituiscono cioè il segnale video nella prova del quadripolo, e i segnali ITS (insertion test signals) inseriti in alcune linee della cancellazione verticale del segnale video, in modo da consentire un controllo continuo degli apparati anche durante la trasmissione.

L'impiego dello sweep modulato, ad esempio, è un segnale a pieno campo che consente il rilievo della curva livello/frequenza, senza però fornire informazioni alle frequenze molto basse della banda interessata, per cui si rende necessario un segnale di prova come l'onda quadra a  $0,1 \div 1\text{ Hz}$ . Pertanto, mentre con lo sweep operiamo nel dominio della frequenza, nella parte bassa dello spettro opereremo nel dominio del tempo.

Per tutte le distorsioni sulla luminanza e a tempo breve, così come per la parte alta dello spettro, sono significativi due segnali, il  $2T$  e il  $20T$  i quali, accoppiati alla barra bianca, danno luogo ad una informazione completa per le verifiche in questa parte dello spettro.

### 3.3 Impulso $\cos^2$ e segnali I.T.S.

L'impulso  $\cos^2$ , tipico segnale adottato nel campo video, è costituito da un solo ciclo sinoidale di ampiezza  $\frac{E}{2}$  compreso tra due picchi negativi, sovrapposto ad un impulso rettangolare di ampiezza  $\frac{E}{2}$  e di durata eguale al periodo di oscillazione, come riporta la fig. 3.3.1.



### 3.3 IMPULSO $\cos^2$ E SEGNALI I.T.S.

Tale impulso è esprimibile analiticamente dalla relazione:

$$v(t) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cos \omega t = E \cos^2 \frac{\omega}{2} t$$

La durata a metà altezza è  $T_A = \frac{\pi}{\omega}$ , dove  $\omega$  è la pulsazione dell'oscillazione sinusoidale.

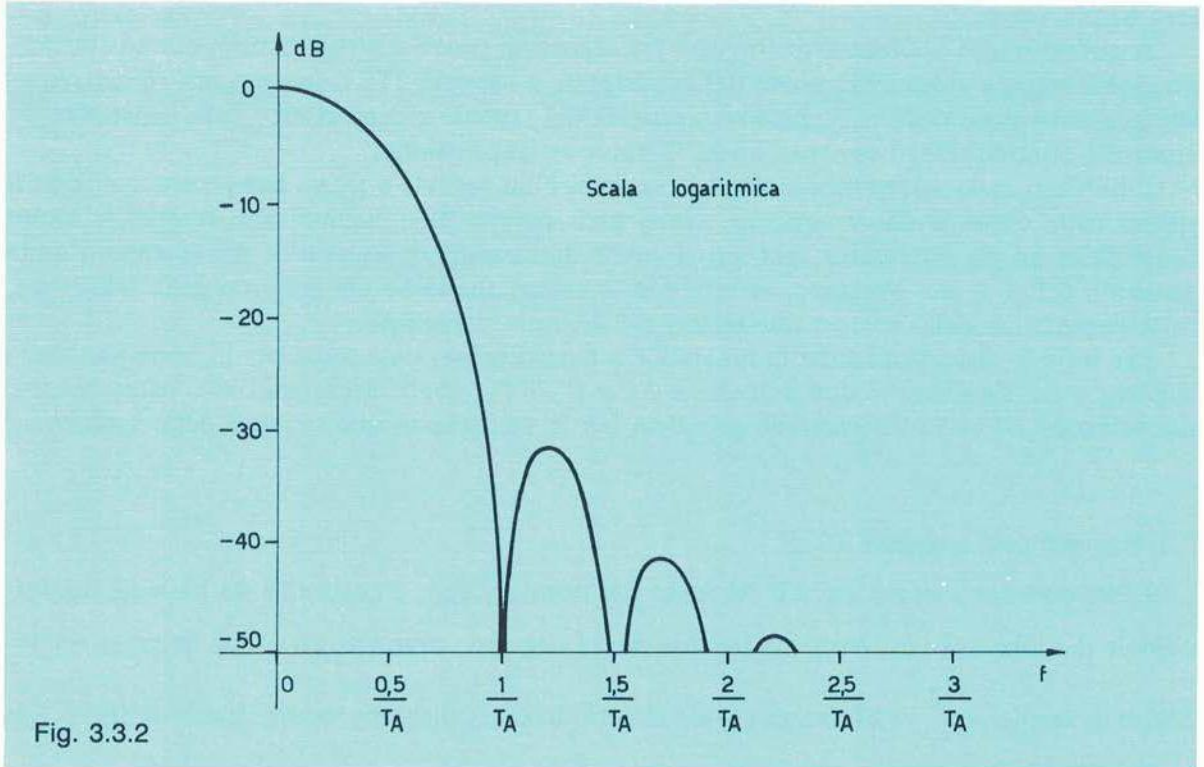


Fig. 3.3.2

L'involuppo spettrale di detto impulso è riportato in fig. 3.3.2. Tale spettro presenta punti di zero, ossia  $A(\omega) = 0$ , per frequenze:

$$\frac{1}{T_A}; \quad \frac{3}{2T_A}; \quad \frac{2}{T_A}; \quad \frac{5}{2T_A}; \quad \dots \text{ecc.}$$

La parte significativa dell'energia è contenuta nel primo lobo, cioè entro una frequenza pari a  $\frac{1}{T_A}$  e dove  $T_A$ , durata a metà altezza, definisce la classificazione dell'impulso stesso.

Nel nostro standard si ha:

$$T = \frac{1}{2f_{max}} = \frac{1}{10 \cdot 10^6} = 100 \cdot 10^{-9} \text{s}$$

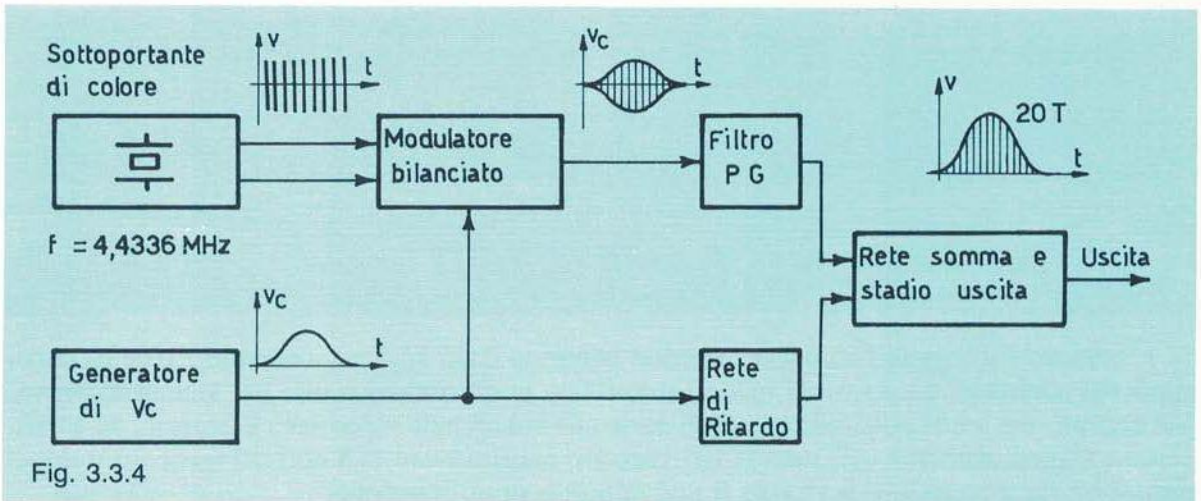
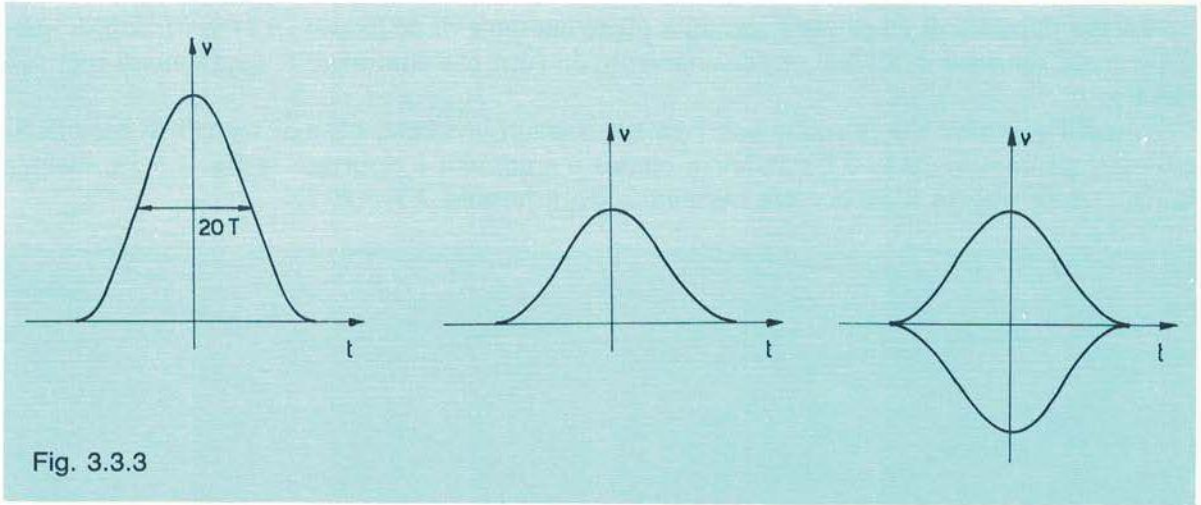
Nel campo televisivo, nel nostro standard vengono impiegati due impulsi  $\cos^2$  significativi che differiscono appunto per la loro durata:

- impulso  $2T$  pari a  $200 \text{ ns}$
- impulso  $20T$  pari a  $2 \mu\text{s}$



L'impulso  $\cos^2$  viene generato filtrando un'impulso strettissimo mediante un filtro, la cui curva di risposta in ampiezza è quella dell'impulso  $\cos^2$  stesso, con ritardo di gruppo costante.

La generazione dell'impulso  $20 T$ , che praticamente rende ormai obsoleto l'impiego del  $2 T$ , avviene secondo il processo riportato in fig. 3.3.3.



La componente  $\cos^2$  di durata  $20 T$ , generata come detto poc'anzi, modula a portante soppressa la sottoportante cromatica; il segnale così ottenuto viene sommato al  $20 T$  in banda base, formando il completo segnale di fig. 3.3.4. Questo è pertanto costituito da una componente a frequenza bassa (campo del segnale di luminanza) e da una grandezza modulata che occupa il campo di frequenze  $3,93 \div 4,93 \text{ MHz}$ , essendo la modulante compresa nello spettro  $0 \div 0,5 \text{ MHz}$ .

L'impulso  $20 T$  permette di misurare quelle distorsioni lineari che non producono deformazioni sulle componenti singole del segnale, ma ne alterano l'ampiezza e la loro reciproca posizione fasoriale.

Ciò significa che nei relativi campi di frequenza ( $0 \div 0,5 \text{ MHz}$  per l'impulso  $\cos^2$  e  $4,43 \pm 0,5 \text{ MHz}$  per la componente  $20 T$  modulata) le risposte di ampiezza e fase sono uniformi mentre non lo sono affatto nell'intero spettro del segnale video.

Queste tipiche distorsioni sono infatti definite canoniche. L'impulso  $20 T$  contenuto in una o più righe televisive è associato normalmente alla barra bianca il cui scopo, oltre ad evidenziare alcune distorsioni tipiche che esamineremo, serve come livello di riferimento.

La sua durata è di  $25 \mu\text{s}$  per i segnali a pieno campo e di  $10 \mu\text{s}$  per gli ITS; i fronti di questo segnale vengono modellati opportunamente da filtri che eliminano le componenti spettrali elevate.

L'oscillogramma che propone una riga televisiva contenente, oltre ai segnali di base (S.S. e burst), gli impulsi  $20 T$ ,  $2 T$  e la barra bianca e gradinata è riportato in fig. 3.3.5a, mentre la fig. 3.3.5b riporta il particolare ingrandito degli impulsi  $2 T$  e  $20 T$ .

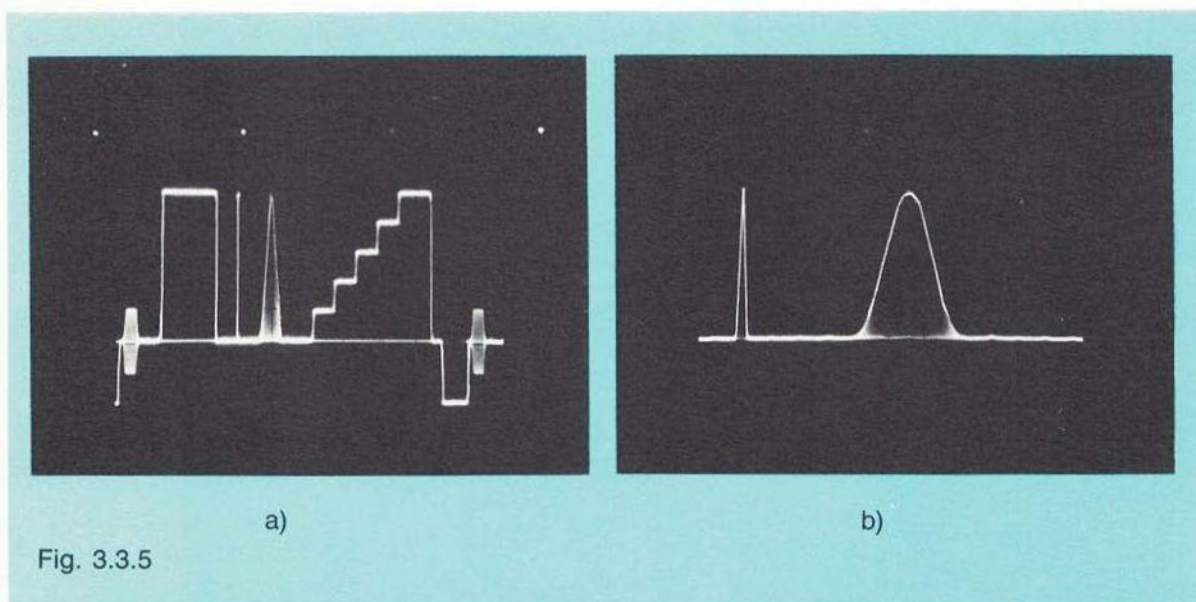


Fig. 3.3.5

L'impiego dei segnali ITS per il controllo continuo degli apparati consente altresì di introdurre dei correttori automatici i quali, interpretate le distorsioni subite dai segnali di prova, correggono, nei limiti possibili, eventuali anomalie sul segnale video vero e proprio. A questo punto i segnali distorti e così manipolati vengono sostituiti con ITS corretti (generati in loco) riproponendo il segnale video verso il nuovo punto di utilizzazione.

Vediamo ora come sono strutturati detti segnali e dove sono ubicati, nell'ambito della cancellazione verticale.

La fig. 3.3.6 propone le righe adibite ai segnali ITS, ossia la  $20$  e  $21$  del I semiquadro e la  $333$  e  $334$  del II, mentre le righe  $12 \div 19$  e  $325 \div 332$  sono occupate da un'altra informazione (codificata): il televideo.

La riga  $20$  contiene:

- barra bianca  $10 \mu\text{s}$
- impulso  $2 T$
- impulso modulato  $20 T$
- gradinata di luminanza

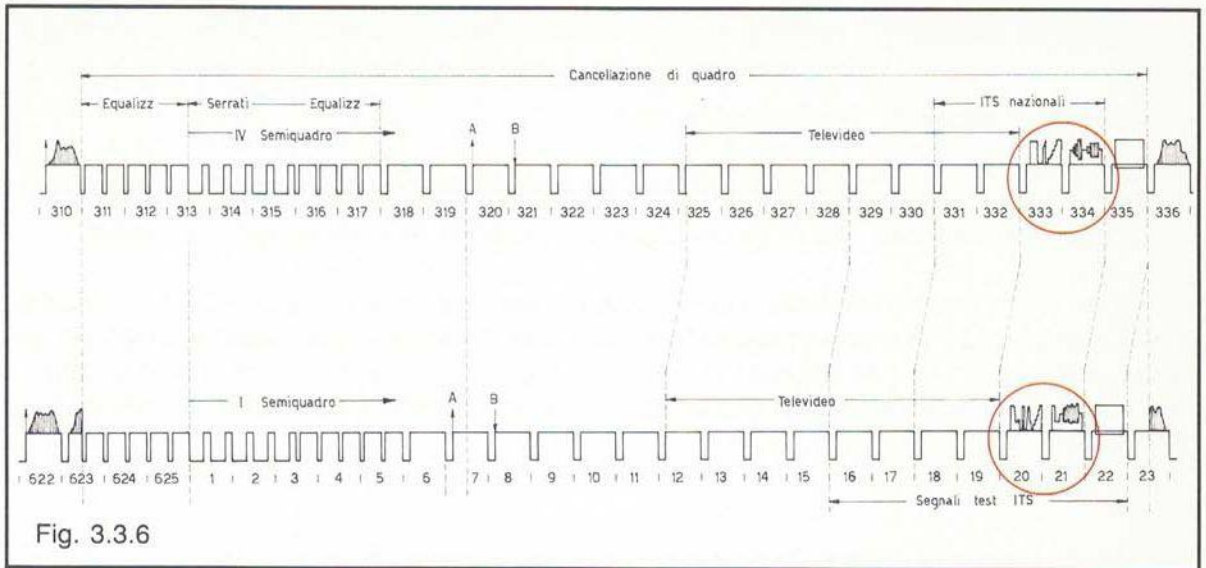


Fig. 3.3.6

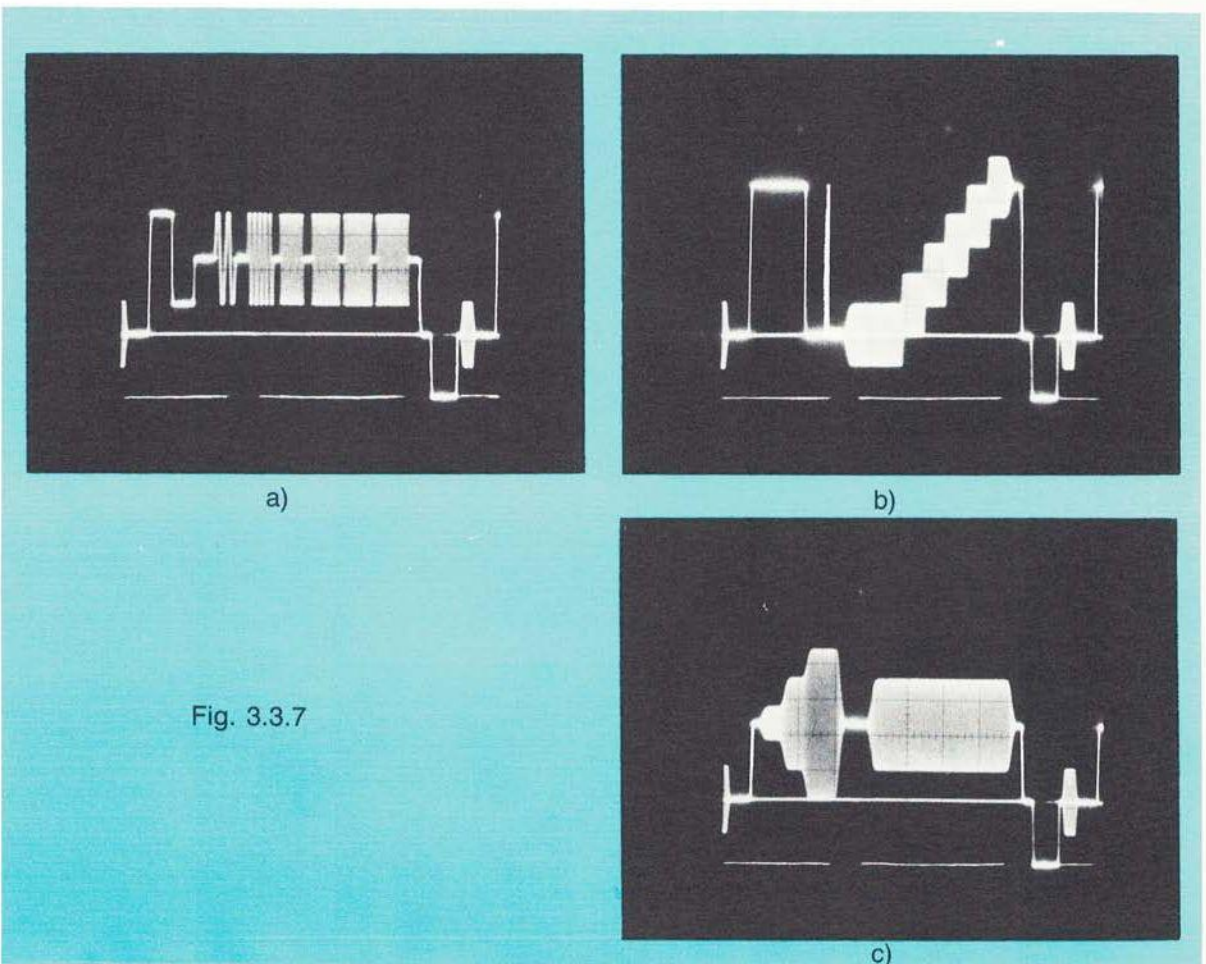


Fig. 3.3.7

### 3.4 MISURA RITARDO DI GRUPPO-FREQUENZA E DISTORSIONE A TEMPO LUNGO

La riga 21 contiene: multiburst costituito da un'onda quadra di riferimento a 125 KHz e 5 pacchetti di sinoidi con frequenze  $0,5 \div 5,8$  MHz

La riga 333 contiene: barra bianca  $10 \mu s$   
impulso  $2 T$   
gradinata di luminanza con sottoportante cromatica sovrapposta

La riga 334 contiene: barra di crominanza a tre livelli di sottoportante cromatica.

Gli oscillogrammi inerenti alle righe 21-333-334 sono riportati in fig. 3.3.7 a.b.c. Considerando questi segnali di prova unitamente a quelli «tutto campo», utilizzabili soltanto per misure con apparati liberi da impegni di trasmissione, vediamo di esaminare il loro impiego e l'interpretazione delle deformazioni che essi subiscono quando i quadripoli introducono distorsioni.

### 3.4 Misura ritardo di gruppo-frequenza e distorsione a tempo lungo

Questa misura nel dominio della frequenza è particolarmente adatta per verificare il comportamento del quadripolo in presenza di grandezze modulate.

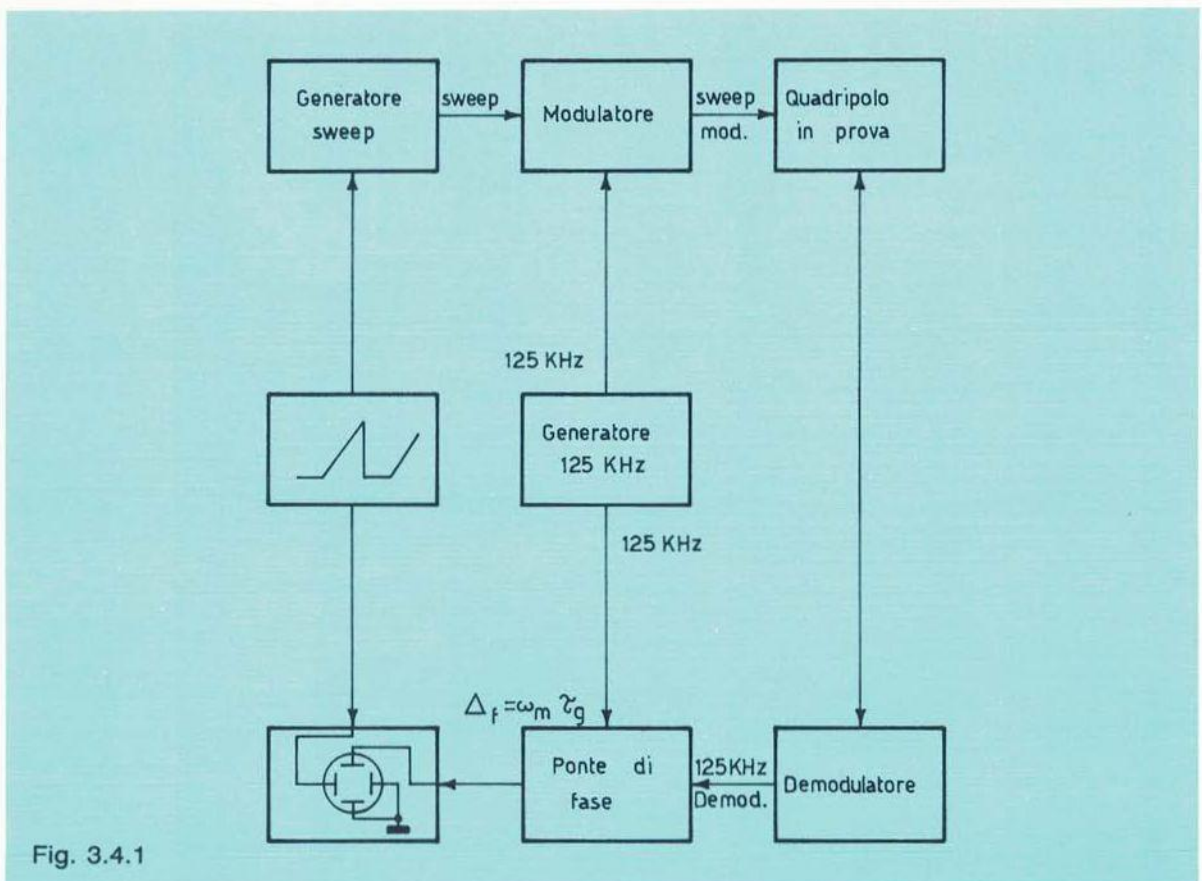


Fig. 3.4.1

Poiché, come chiarito precedentemente, si tratta di stabilire il ritardo subito dall'involuppo modulante (informazione utile) rispetto alla modulante stessa in banda base, il segnale di prova è costituito da uno sweep (generatore a spazzolamento), modulato in ampiezza con una sinusoide a bassa frequenza.

La misura, proposta in fig. 3.4.1, prevede l'invio dello sweep modulato (nel caso proposto la modulante è 125 KHz) al quadripolo in prova, la cui uscita demodolata viene comparata in fase con la modulante che non ha subito alcun processo di manipolazione. La grandezza di errore in uscita del comparatore è proporzionale al ritardo di gruppo tramite il fattore  $\omega$  e può essere direttamente visualizzata su tubo oscillografico. La capacità di rilevare rapide variazioni del ritardo di gruppo, in funzione della frequenza, è inversamente proporzionale alla frequenza modulante, che in alcuni strumenti è infatti di 20 KHz, anziché 125 KHz come riportato nell'esempio.

Abbiamo sottolineato come lo sweep non dia indicazioni su tale tipo di distorsione e pertanto viene impiegata un'onda quadra a frequenza bassissima compresa tra  $0,1 \div 1$  Hz. Nel transito in quadripoli con accoppiamento capacitivo, non in grado di consentire il passaggio della componente continua associata al segnale stesso, il valore medio del segnale, nell'istante della transizione dovuta al fronte di commutazione dell'onda quadra, impiega tempi ragguardevoli per adeguarsi alla nuova situazione, legati alla costante di tempo.

Il segnale di prova, infatti, adegua il proprio valor medio a quello di polarizzazione dello stadio interessato; poiché il «salto» dell'onda quadra da un «tutto bianco» ad un nero impiega, dato il suo periodo molto lungo, un tempo certamente non confrontabile con la costante di tempo del circuito, il ritardo di adeguamento alla nuova situazione risulta considerevole.

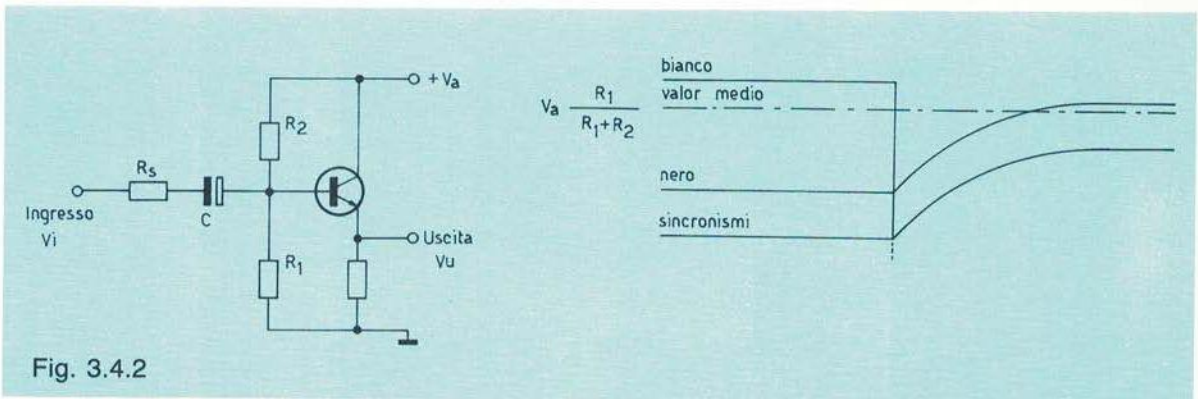
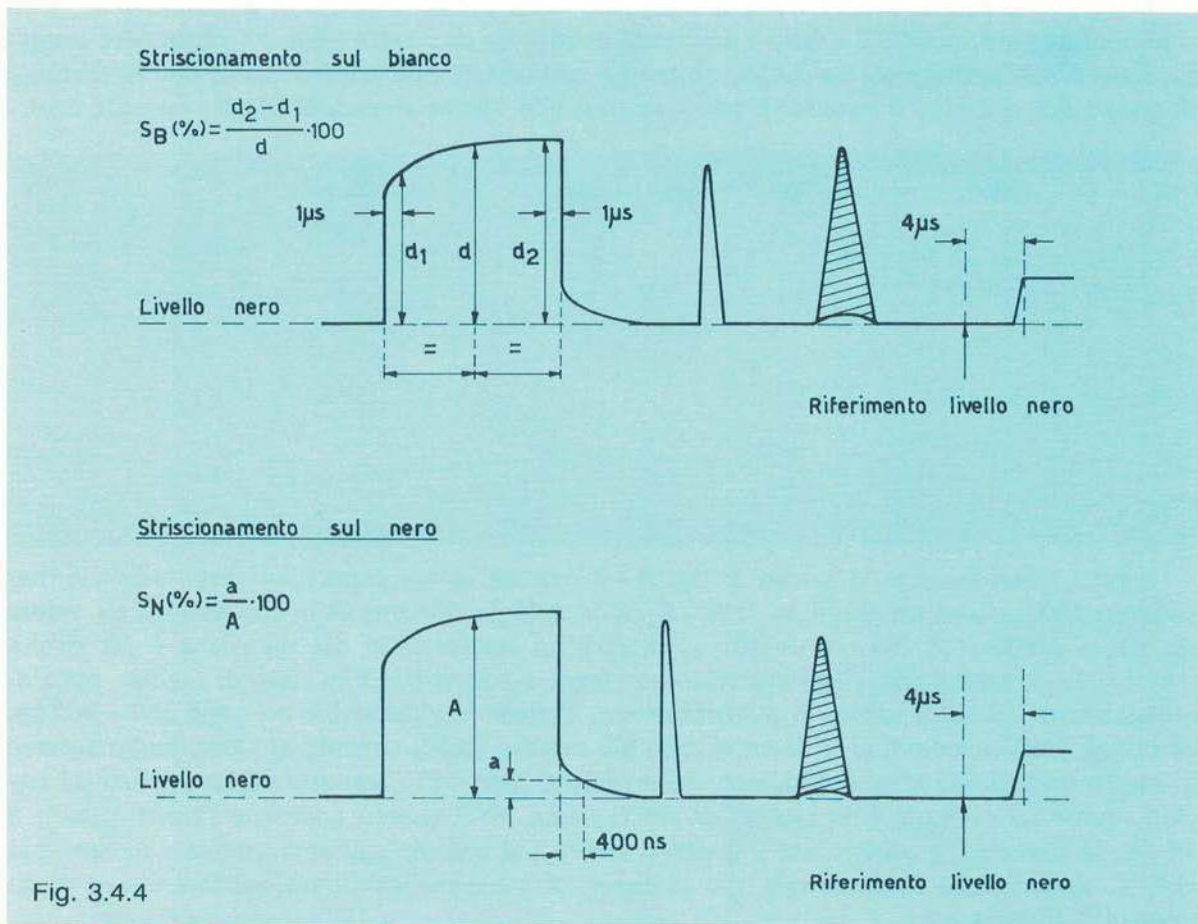
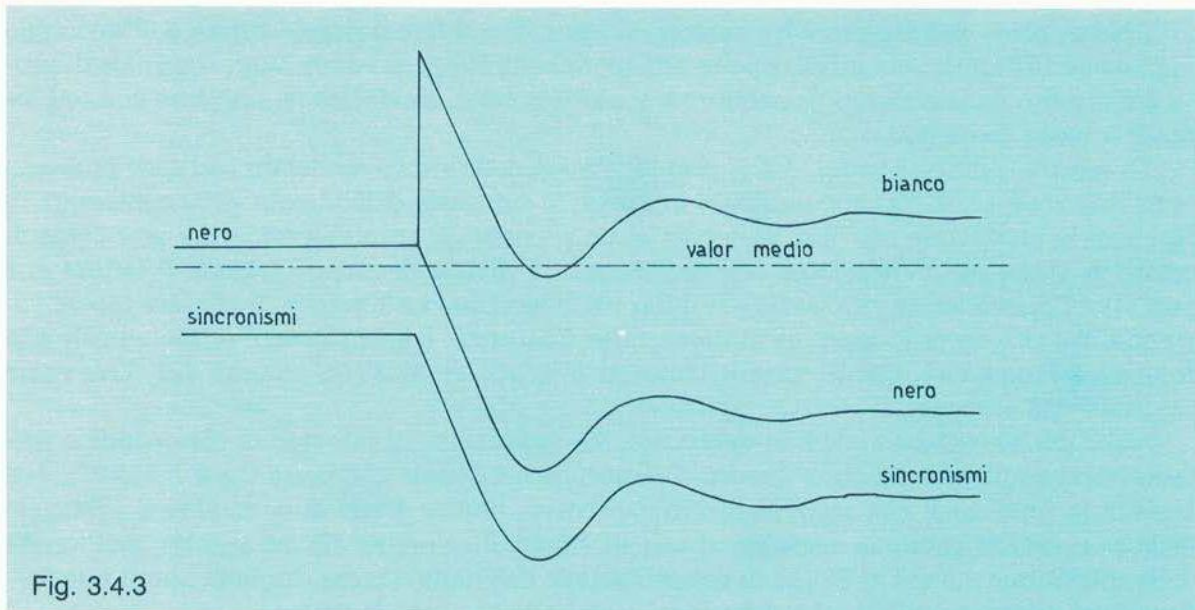


Fig. 3.4.2

Infatti, considerando lo stadio di fig. 3.4.2 con un valore capacitivo ragguardevole, per esempio  $1000 \mu F$ , ed un parallelo di  $R_1 - R_2$  di  $50 K\Omega$ , la costante di tempo assume un valore di:  $\tau_{RC} = 1000 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^3 = 50 \mu s$ , mentre un semiperiodo del segnale a  $1$  Hz risulta pari a  $0,5$  s. Il transitorio viene assorbito con legge esponenziale e lo stato di regime, ossia di assestamento del valor medio di polarizzazione, avviene in almeno  $5 \div 6 \tau$  ossia  $250 \div 300 \mu s$ . Se poi gli stadi capacitivi posti in serie sono più di uno, l'adeguamento al valor medio avviene in modo oscillatorio (fig. 3.4.3), con inconvenienti non certo trascurabili su particolari circuiti, come ad esempio i separatori di sincronismo. Per quanto concerne l'onda quadra a  $50$  Hz, la distorsione evidenziata è il «tilt» subito dal segnale nell'area bianca e ovviamente visibile anche sui sincronismi; tale tipo di distorsione è classificabile tra quelle a tempo di semiquadro (tabella 3.1).

3.4 MISURA RITARDO DI GRUPPO-FREQUENZA E DISTORSIONE A TEMPO LUNGO



Le distorsioni a tempo di riga sono per lo più legate a «striscionamento» che dà luogo sull'immagine a code più o meno estese dopo il transitorio bianco-nero della barra bianca (supponendo di trasmettere tale segnale per l'intero quadro) che non avviene con ripidità, ma sfumando in tempi più o meno lunghi.

La misura dei due tipi di striscionamento, sul bianco e sul nero, esaminando l'ITS della riga 20 avviene come riportato in fig. 3.4.4.

Le distorsioni di luminanza a tempo breve vengono visualizzate dall'esame dell'impulso 2 T e dai fronti della barra bianca (segnale ITS precedente della riga 20).

Poiché è estremamente significativo l'esame del segnale modulato 20 T per quanto riguarda le distorsioni a tempo breve, o comunque appartenenti alla parte alta dello spettro video, ci soffermiamo sulle deformazioni di tale informazione.

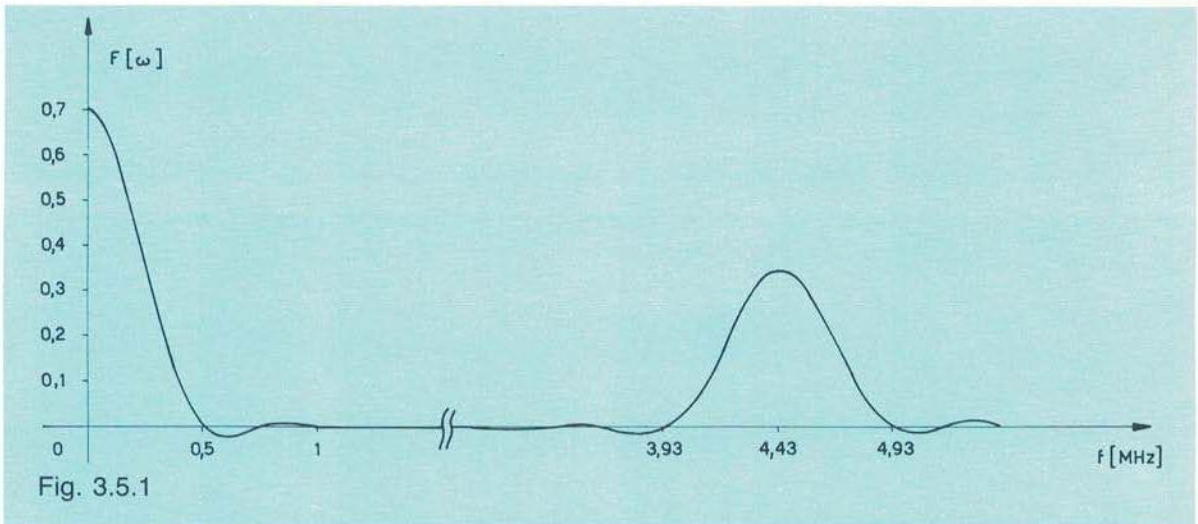
### 3.5 Interpretazione delle distorsioni sull'impulso 20 T

Lo scopo dell'impulso 20 T modulato è di consentire la misura delle distorsioni lineari che alterano l'ampiezza e la relazione temporale delle componenti che lo costituiscono ed il cui spettro è riportato in fig. 3.5.1.

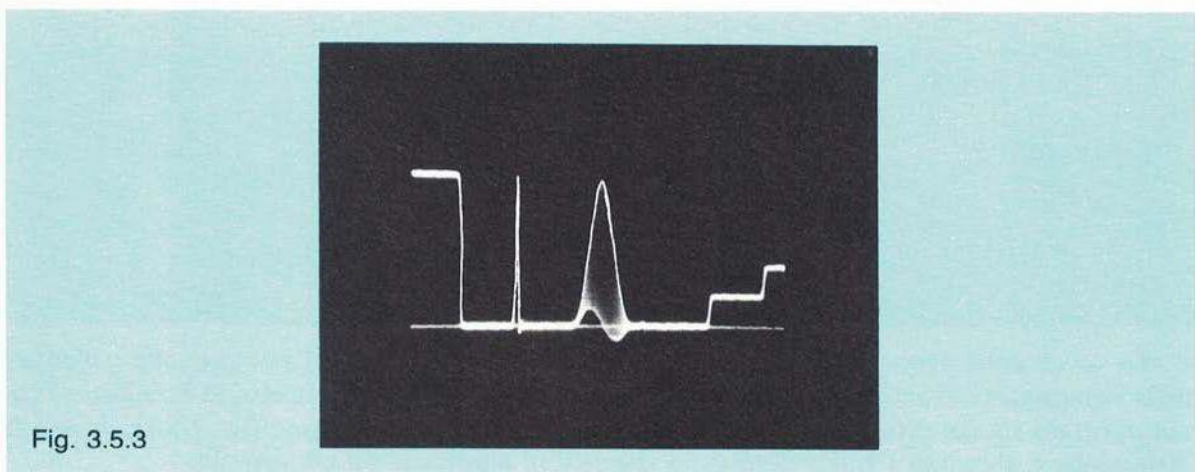
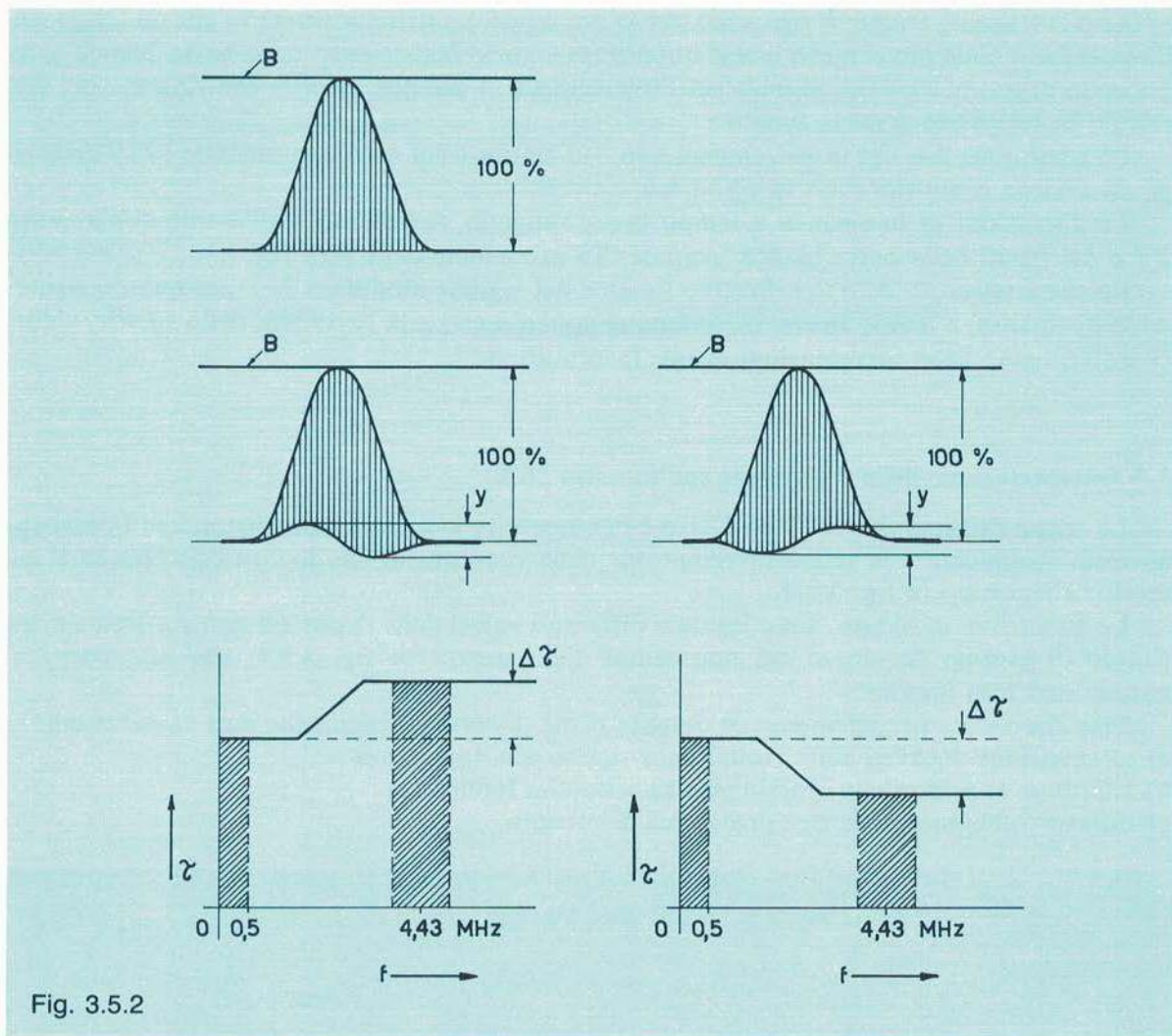
Le distorsioni in oggetto sono legate a differenti valori delle risposte ampiezza-frequenza e ritardo di gruppo frequenza nei due campi dello spettro di fig. 3.5.1, pur mantenendosi costanti nel loro interno.

Esse sono state precedentemente definite come distorsioni canoniche così classificabili:

- a) attenuazione o enfasi della cromaticità rispetto alla luminanza
- b) ritardo o anticipo della cromaticità rispetto alla luminanza
- c) effetto combinato delle due precedenti distorsioni.



La distorsione canonica di ampiezza viene valutata esprimendo l'attenuazione o l'enfasi della componente cromatica rispetto al livello B della bianca (componente di luminanza) come riportato sia nel disegno di fig. 3.5.2 che nel relativo oscillogramma (fig. 3.5.3), dove alla distorsione è abbinato l'andamento della risposta in ampiezza del quadripolo.





L'errore del rapporto crominanza/luminanza vale, con riferimento alla figura 3.5.2:

$$\varepsilon_{\%} = \frac{2 Y}{B} 100$$

La distorsione canonica del ritardo luminanza-crominanza dà luogo alle deformazioni di fig. 3.5.2 a seconda che vi sia anticipo o ritardo del campo di frequenze  $F_{SP} \pm 0,5 \text{ MHz}$  e  $0 \div 0,5 \text{ MHz}$ ; in figura è anche riportato l'oscillogramma nel caso di anticipo.

Il ritardo è dato da:

$$\Delta\tau = \frac{40 T Y}{\pi B}$$

in quanto, ricordiamo, l'impulso alla base è largo  $4 T_A$ . Esprimendo  $\Delta\tau$  in  $ns$  e il rapporto  $\frac{Y}{B}$  in percentuale si ottiene:

$$\Delta\tau = 12,7 \frac{Y}{B}$$

L'esistenza di entrambe le distorsioni canoniche si evidenzierà con forme d'onda contenenti le precedenti deformazioni, come riportato in fig. 3.5.4, dove si notano i picchi di oscillazione dalla linea di base del  $20 T$ . Dalla valutazione di tali picchi si risale all'errore, sia di ampiezza che di ritardo, mediante l'impiego dell'abaco di Rosman (fig. 3.5.5) sui cui assi sono riportati i valori delle oscillazioni  $Y_1$  e  $Y_2$ , espressi in percentuale rispetto all'altezza dell'impulso.

Nel caso che uno di questi due valori risulti molto piccolo, il ritardo è valutabile con maggior precisione considerando le ordinate della linea di base con distanza fissa dal centro dell'impulso. Anche per tale tipo di errore esiste l'abaco di Mallon e Williams, che consente la valutazione dell'errore con sufficiente precisione, come riporta la fig. 3.5.6.

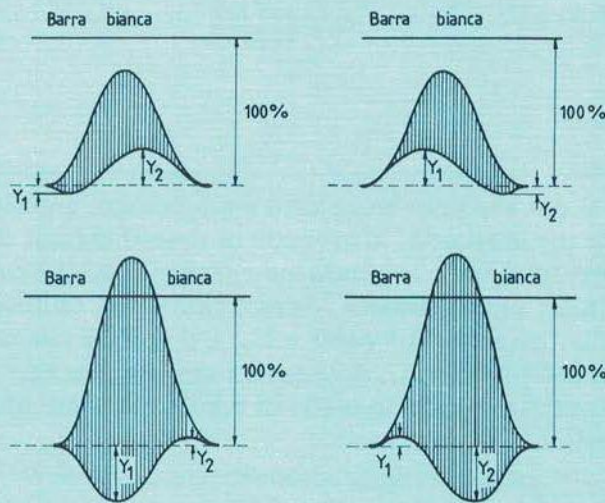
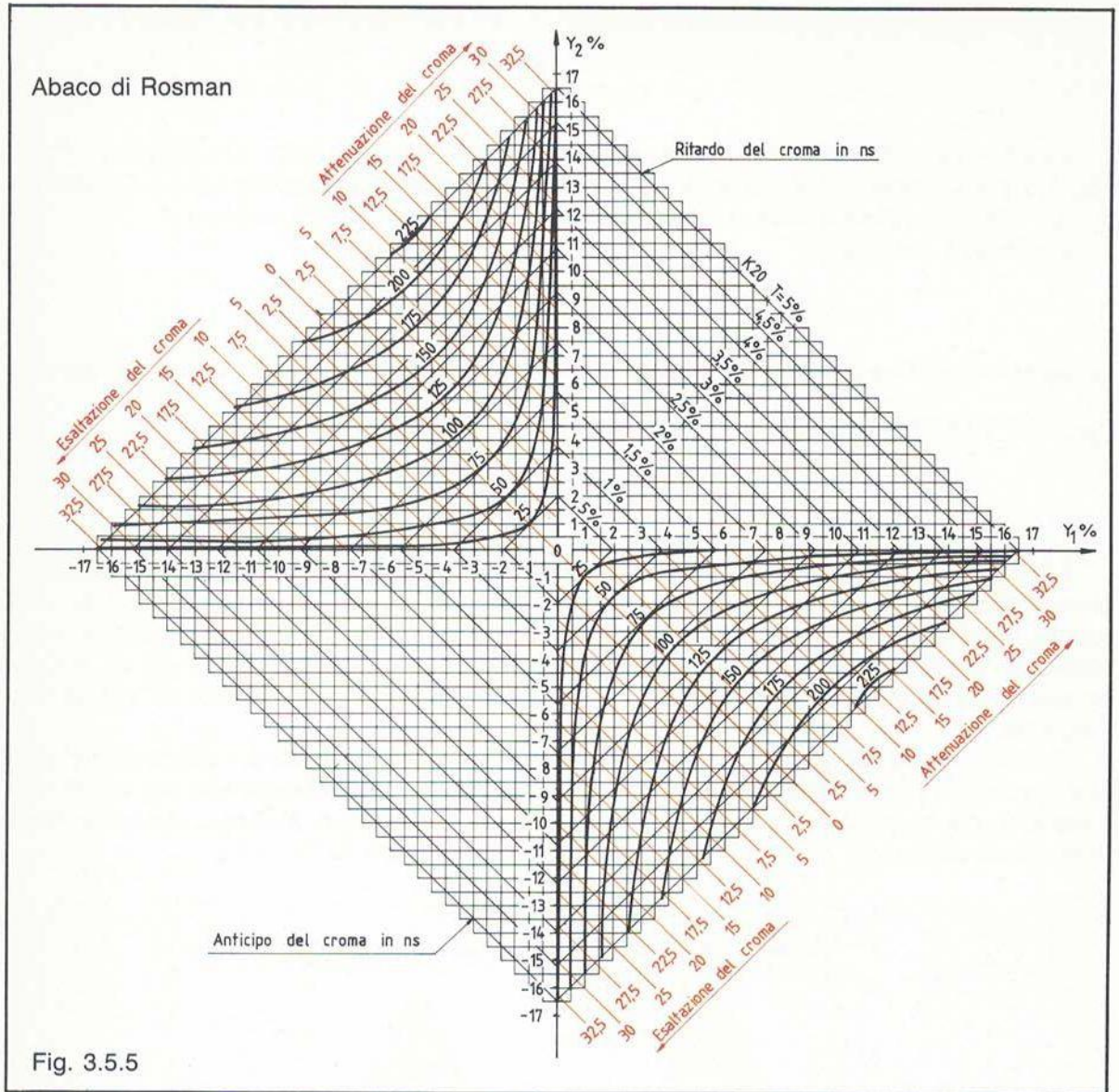


Fig. 3.5.4

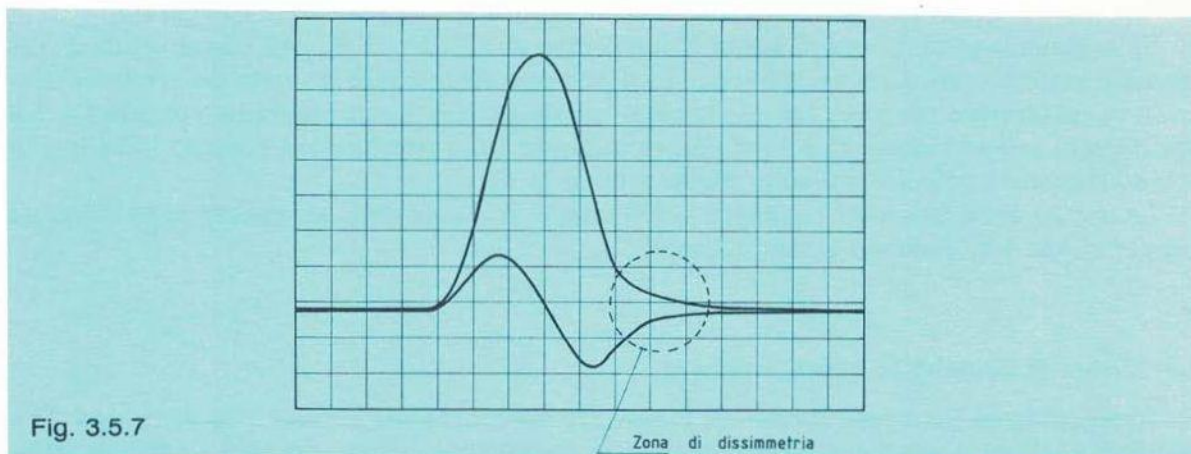
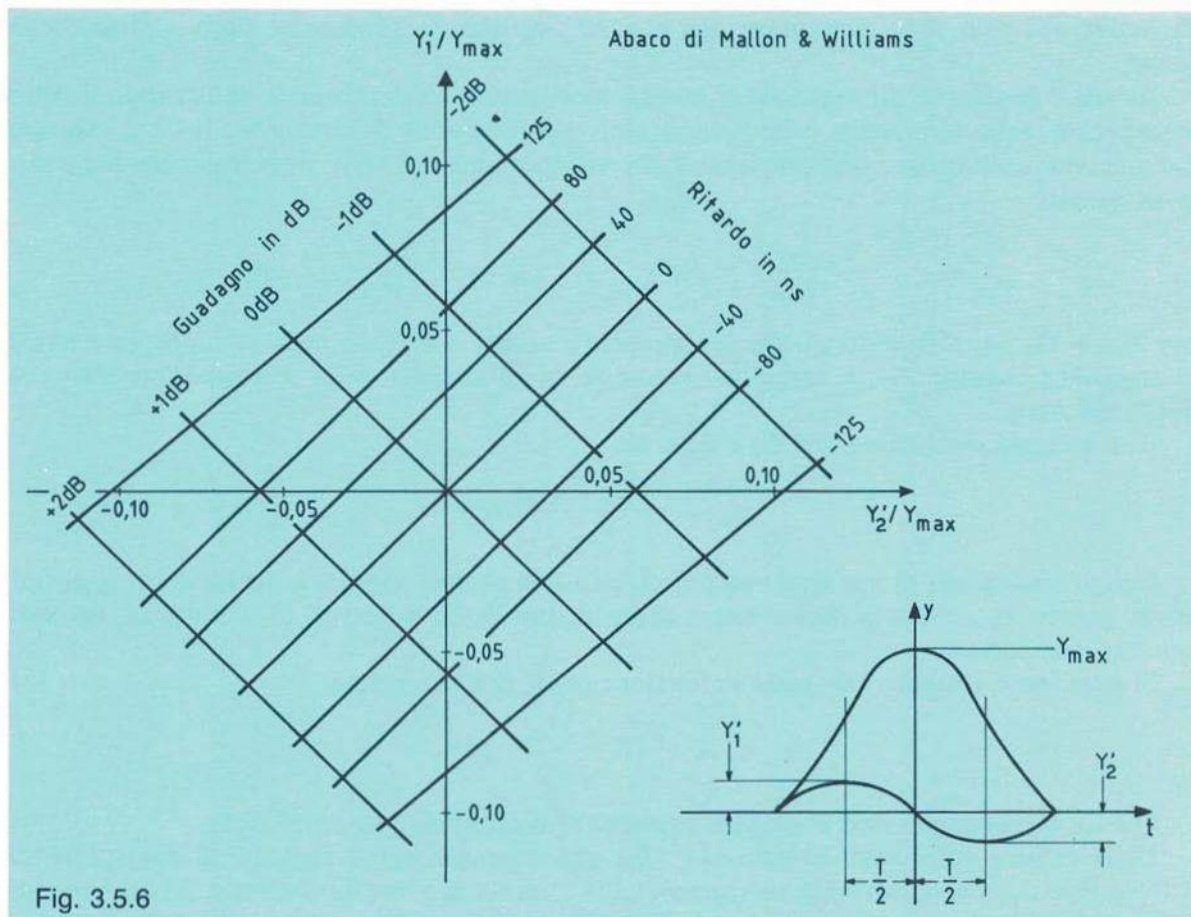


Un ulteriore sistema, per altro più immediato e più pratico, è quello di impiegare correttori tarati sia in ampiezza che in ritardo, inserendoli in serie al segnale distorto, azzerando la distorsione sino al miglior risultato e leggendo sui correttori stessi l'entità dell'errore corretto.

Tra le distorsioni lineari non canoniche, dovute cioè a non uniformità delle funzioni  $A(f)$  e  $\tau_g(f)$  nell'ambito della banda  $0 \div 0,5 \text{ MHz}$  e  $F_{SP} \pm 0,5 \text{ MHz}$  che producono una deformazione delle componenti dell'impulso, trattate separatamente, riteniamo di ricordare, in questa sede, la distorsione introdotta dal ripido taglio di banda mediante filtro non equalizzato in  $\tau_g$  e tipica dei trasmettitori.

In presenza di tale distorsione, sulla componente cromatica si ottiene lo «strisciamento di cromatismo», visibile sull'impulso  $20 T$  come dissimmetria nella parte destra (fig. 3.5.7). D'altro canto, anche il burst subisce in tal caso una significativa deformazione; entrambe le distorsio-

ni sono funzioni del forte e repentino incremento del  $\tau_g$  in prossimità della frequenza alla quale è avvenuto il taglio di banda. Poiché il burst nasce da un processo di modulazione della  $F_{SP}$  da parte dell'impulso «porta burst», è chiaro che anch'esso è idoneo a evidenziare questa particolare distorsione.



### 3.6 Misure di guadagno e fase differenziale

Le distorsioni di guadagno e fase differenziale ( $G_d$  e  $\vartheta_d$ ) si misurano impiegando il dente di sega o la gradinata di luminanza con sovrapposta la sottoportante cromatica. Poiché, in entrambi i casi, quest'ultima viene estratta mediante l'impiego di un passabanda, il supporto di luminanza non deve presentare componenti spettrali in prossimità della sottoportante stessa.

Infatti il guadagno differenziale si misura mediamente all'oscillografo utilizzando il filtro incorporato nello strumento (videoscillografo) con precisioni di circa 1%. Il  $G_d$  è espresso dal massimo scostamento dell'ampiezza della sottoportante dal nero, in percentuale rispetto a quest'ultimo:

$$\epsilon_{1\%} = \frac{V_{max} - V_{nero}}{V_{nero}} 100 \quad \epsilon_{2\%} = \frac{V_{nero} - V_{min}}{V_{nero}} 100$$

ove  $V_{max}$  e  $V_{min}$  sono rispettivamente le ampiezze massime e minime della sottoportante lungo la gradinata, mentre  $V_{nero}$  è appunto l'ampiezza di riferimento della sottoportante stessa al livello del nero.

Una seconda definizione del  $G_d$  è data da:

$$\epsilon_{\%} = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max}} 100$$

Lungo una catena di apparati video il  $G_d$  non è la somma algebrica dei  $G_d$  dei singoli stadi, in quanto  $V_{max}$  e  $V_{min}$  possono essere presenti, per livelli differenti di luminanza, nei vari apparati considerati.

Si è pertanto stabilita una terza definizione di  $G_d$  che si esprime:

$$\epsilon_{\%} = \frac{V_{nero} - V_{bianco}}{V_{nero}} 100$$

Questa espressione viene impiegata soprattutto nelle misure su ponti radio.

Nella misura della fase differenziale ( $\vartheta_d$ ) che consente apprezzamenti di distorsioni di  $0,1^\circ$ , la fase della sottoportante sovrapposta alla luminanza viene confrontata, in un ponte di fase, con quella di un oscillatore di riferimento, agganciato dal burst. La tensione in uscita del «ponte» è infatti proporzionale allo sfasamento tra le due grandezze comparate.

Se la precisione di misura richiesta è dell'ordine di  $1^\circ \div 2^\circ$ , la  $\vartheta_d$  può essere valutata mediante il vettorscopio. Con un vettorscopio si possono visualizzare le uscite dei rivelatori sincroni in quadratura tra loro: tali uscite sono eguali quando la sottoportante considerata è a  $45^\circ$  rispetto agli assi stessi. Con lo sfasatore calibrato dello strumento si portano i due assi di demodulazione a coincidere e sullo stesso si legge la  $\vartheta_d$ .

Le misure della fase e del guadagno differenziale mediante detto strumento sono illustrate nel paragrafo 3.8, dedicato al vettorscopio.

### 3.7 Misure di linearità in bassa frequenza

Impiegando la gradinata lineare di luminanza contenuta nel segnale ITS della riga 20 è possibile vagliare la non linearità del quadripolo, osservando i fronti dei vari «gradini» diffe-

renziali.

In caso di distorsione di «non linearità statica», la serie di impulsi dovuti al differenziatore darà origine a dei guizzi di ampiezza non costante, la cui valutazione, riportata in fig. 3.7.1, consente di definire la distorsione  $D_L$  secondo la relazione:

$$D_{L\%} = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max}} 100$$

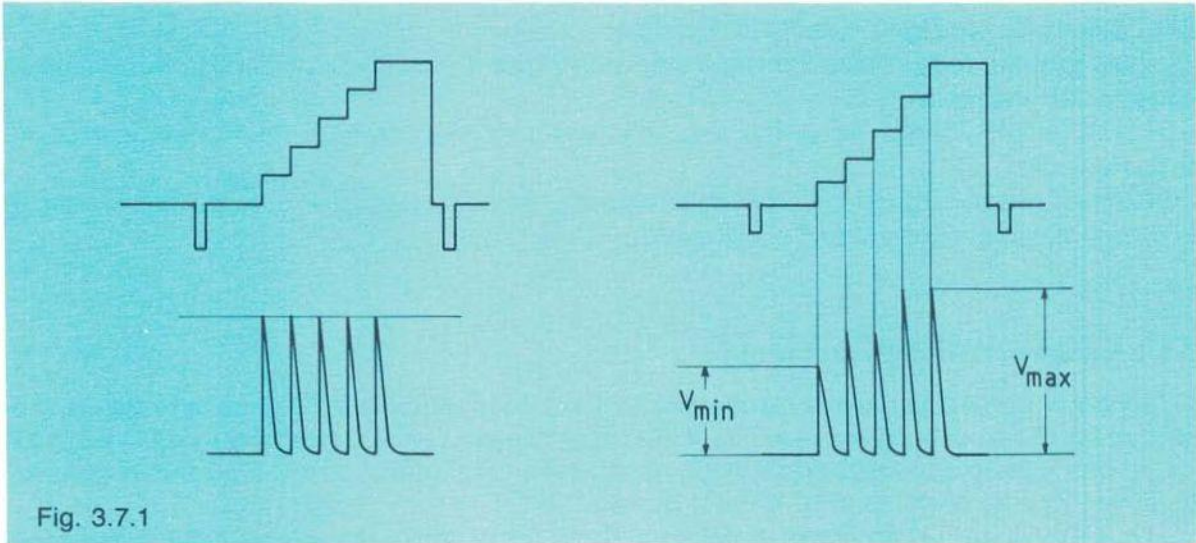


Fig. 3.7.1

### 3.8 Il Vettorscopio

Il segnale televisivo a colori, codificato nei sistemi QUAM, viene agevolmente controllato, nei suoi parametri caratteristici, mediante un tipico strumento nato per l'impiego in TVC.

Esso è denominato vettorscopio e consente una visione in diagramma polare del segnale di crominanza, a differenza dell'oscillografo che esprime il fenomeno su assi cartesiani. Tipi recenti consentono l'esame del segnale composto TVC sia in coordinate polari che cartesiane, con una notevole duttilità di impiego. Per quanto riguarda il controllo di segnali codificati secondo il sistema NTSC, lo strumento non prevede modifiche sensibili, essendo implicata solamente la differenza nella frequenza di sottoportante e l'adozione, da parte del segnale da controllare, di burst a fase costante, anziché del burst alternato tipico del sistema PAL, oltre alla commutazione dell'asse  $V$ .

Per quanto si riferisce alla diversa frequenza di sottoportante, è indispensabile che lo strumento sia corredato di quarzo a frequenza adatta alla sottoportante del sistema con il quale il segnale in esame è stato codificato, mentre per il burst lo strumento prevede, nel caso del PAL, un diverso dimensionamento del proprio comparatore di fase.

Il vettorscopio è uno strumento che, essendo nato per controllare i parametri cromatici del segnale composto di trasmissione, ossia tinta e saturazione, presenta impedenza di ingresso di  $75 \Omega$  per cui, in condizioni normali, il suo impiego è limitato all'osservazione di segnali transitori su cavi coassiali, o comunque in bassa impedenza.

### 3.8.1 CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO

Nelle considerazioni che svolgeremo, prenderemo in esame lo strumento tipo 520 della Tektronix, previsto per il sistema PAL.

Esso consente misure di luminanza, segnali d.d.c. (diagramma cartesiano), tinta e saturazione, ed è provvisto di due ingressi video, in modo da consentire un raffronto tra il segnale di ingresso ad un quadripolo e quello di uscita, rendendo possibile, per esempio, la valutazione immediata della relazione di fase tra segnale di ingresso e di uscita al quadripolo stesso.

Lo strumento, corredato di demodulatori sincroni, consente la visione, su assi cartesiani, dei segnali  $R$ ,  $V$ ,  $B$  e d.d.c. ricavati dal composito di ingresso; permette altresì, entro certi limiti, misure di guadagno e fase differenziale.

I tre primari sono ottenuti combinando in matrice i segnali  $E_V$  ed  $E_U$  con la luminanza estratta dal composito.

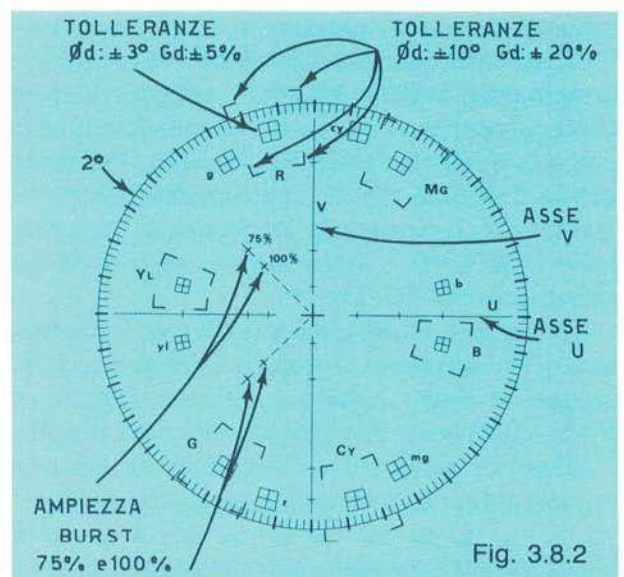
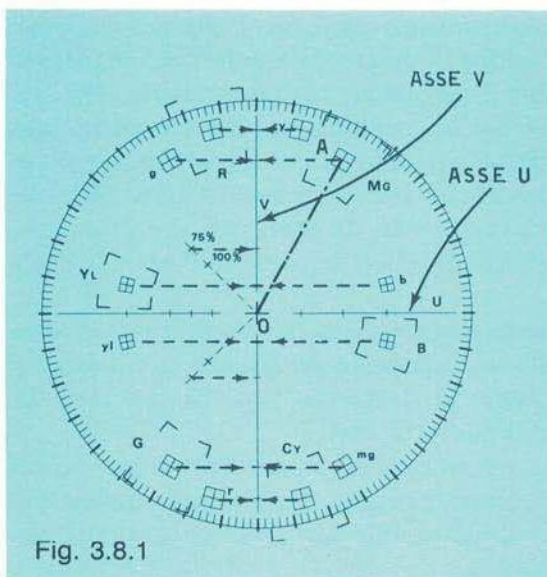
Lo strumento è inoltre provvisto di un ingresso per sottoportante e sincronismi provenienti dall'esterno.

Infine è completato dai comandi di luminosità, fuoco, astigmatismo, le cui funzioni sono identiche a quelle esplicitate nell'oscillografo.

### 3.8.1 Caratteristiche dello strumento

La tinta, uno dei parametri caratteristici del colore, è espressa sullo strumento non in termini di lunghezza d'onda ma come angolo di fase rispetto al solito riferimento o burst. In altre parole, il rosso con lunghezza d'onda di  $610 \text{ nm}$  è contraddistinto sul diagramma vettoriale da una fase di  $104^\circ$ , allorché il burst ha fase  $135^\circ$ .

La saturazione, sia per barre di colore al 75% che al 100%, è espressa dalla distanza radiale dal centro (punto rappresentante saturazione zero) al punto terminale del vettore (segmento  $OA$  di fig. 3.8.1). L'ampiezza del vettore rappresentativo del burst, corrispondente a saturazioni del 75%, è segnato sul mascherino dello strumento (fig. 3.8.2) con una tacca, così come il 100%.



Esaminando ancora la figura 3.8.2 notiamo il cerchio perimetrale suddiviso in tacche di due gradi, con segni più marcati per angoli di  $10^\circ$ . I piccoli quadrati con crocetta centrale indicano i punti dove i vettori rappresentanti le barre di colore standard debbono essere contenuti, con le relative tolleranze ammesse.

Regolando il guadagno dello strumento e portando i puntini rappresentativi del burst a coincidere con i trattini contraddistinti dal 75%, i vettori delle varie tinte debbono essere contenuti nei rispettivi quadratini; se, per ottenere tale coincidenza, il burst deve portarsi sui trattini 100% (regolando il guadagno di quel canale sullo strumento), significa che le barre in esame non sono ad ampiezza ridotta, ma al 100%. Se si esaminasse un segnale NTSC (su un altro vettroscoPIO, essendo la frequenza di sottoportante diversa) i punti del diagramma vettoriale risulterebbero ovviamente 6, anziché 12 come nel caso PAL (fig. 3.8.3), dove è prevista la nota inversione di  $E_V$ . Lo strumento prevede l'ingresso esterno della sottoportante, nel caso in cui, evidentemente, essa risulti disponibile. Quando ciò non è possibile, in quanto il segnale è ricevuto via radio (caso dei ricevitori TVC) o il generatore dei segnali di base è ubicato lontano, allora un rigeneratore interno di sottoportante si sincronizza sul burst separato dal segnale di ingresso.

Nelle sue linee essenziali il vettroscoPIO può essere quindi considerato come l'insieme di un decodificatore NTSC e di un oscillografo; i segnali decodificati (nello strumento)  $E_V$  e  $E_U$  alimentano, prima della demodulazione, rispettivamente gli assi  $x$  e  $y$  dell'oscillografo (dello strumento) dando luogo, con una corretta regolazione dei guadagni degli amplificatori verticale e orizzontale, alla rappresentazione vettoriale desiderata.

Ogni errore di fase o di ampiezza nel segnale inviato ad uno dei due ingressi può essere rilevato immediatamente con estrema facilità. La figura 3.8.3 riporta la corretta sequenza delle barre EBU con saturazione 100% ed ampiezza al 75%, contrassegnate dai valori ad esse pertinenti e le tolleranze ammesse.

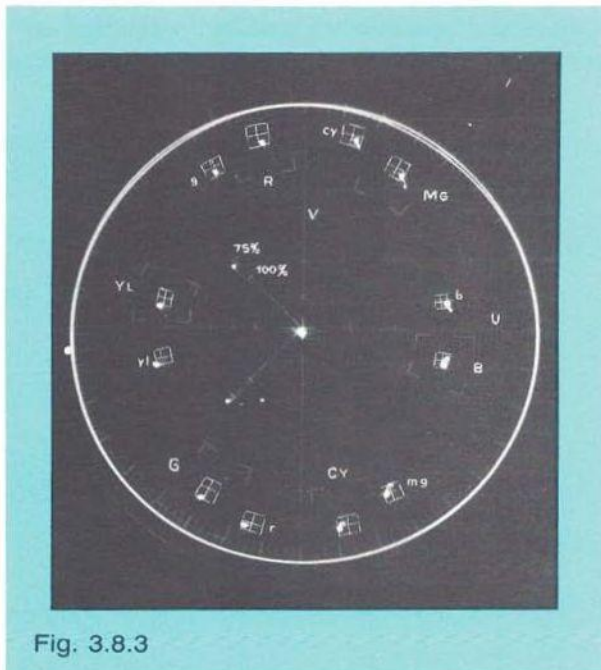


Fig. 3.8.3

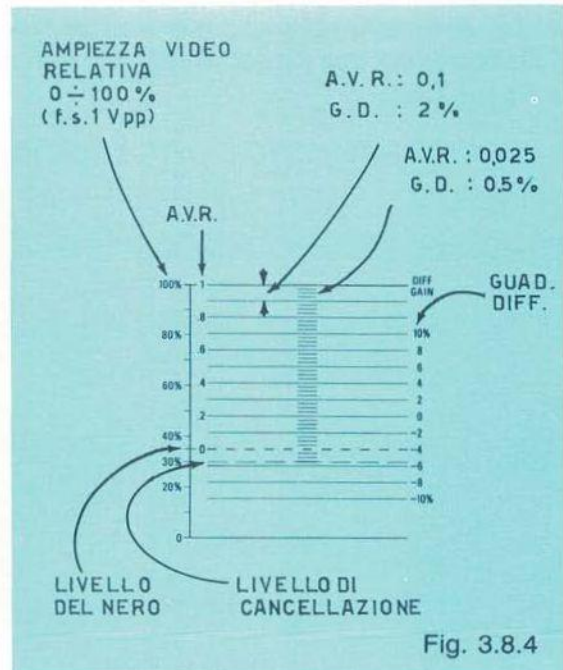


Fig. 3.8.4

La visione di grandezze in diagramma cartesiano avviene con l'attivazione della mascherina riportata in figura 3.8.4. Il passaggio da un mascherino all'altro avviene commutandone l'illuminazione in funzione dei pulsanti attivati e posti sul pannello anteriore; per esempio, premendo il pulsante Vector PAL si illumina la mascherina di figura 3.8.1 e la visione avverrà quindi su assi polari. È bene chiarire come l'azionamento del pulsante «vector NTSC» non consenta la visione di un segnale codificato secondo tale sistema, in quanto lo strumento è predisposto per una frequenza di sottoportante PAL, ma con visione del segnale PAL senza la commutazione dell'asse  $E_V$ .

In altre parole vengono visualizzate solo le righe con burst a fase  $135^\circ$ , mentre il vettore coniugato  $-V$  viene invertito e sovrimposto al precedente.

Evidentemente si ottengono sullo schermo oscillografico solo 6 punti dovuti ai tre primari ed ai loro complementari, con un puntino rappresentante il burst che, anziché avere fase  $-(B - Y)$  come previsto dall'NTSC, risulterà a fase  $135^\circ$  in quanto generato dalla combinazione vettoriale  $+E_V$  e  $-E_U$ .

Prima di iniziare le misure di grandezze in diagramma polare, lo strumento consente all'operatore, mediante un segnale interno di calibrazione, di accertare il corretto funzionamento dei due demodulatori che provvedono ad alimentare gli assi verticale ed orizzontale.

Si ricorda, come detto poc'anzi, che lo strumento contiene, in linea di principio, un decodificatore QUAM, per cui l'angolo di fase delle sottoportanti che alimentano i due demodulatori interni deve essere di  $90^\circ$  esatti.

Ora, applicando allo strumento una tensione sinusoidale a  $4,42\text{ MHz}$  generata da un oscillatore interno a quarzo, si produrrà, in ciascuno dei demodulatori sincroni, una frequenza di battimento con il  $4,43\text{ MHz}$  che permette il controllo della quadratura di fase mediante visualizzazione di un «cerchio di prova». Durante il tempo in cui ai demodulatori sincroni è applicato il segnale del «cerchio», sono presenti le sottoportanti, e si ottengono, alle rispettive uscite, due segnali di battimento a circa  $13\text{ KHz}$  sinusoidali, la cui relazione di fase sarà la stessa che esiste tra le sottoportanti di riferimento. Nel caso di quadratura, rendendo eguale l'amplificazione dei due canali, si otterrà sullo schermo oscillografico un cerchio, come dimostra la figura 3.8.5.

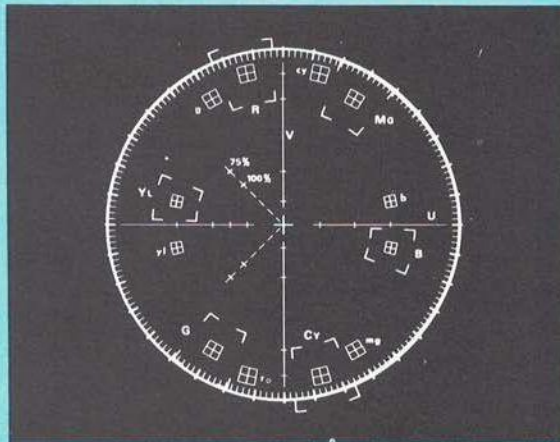


Fig. 3.8.5



Nel caso di errore di fase o di bilanciamento dei guadagni, il «Test circle» appare come da figura 3.8.6 per cui è indispensabile agire sui comandi denominati rispettivamente «Quad Phase» e «Gain balance» situati anteriormente nel cassetto sinistro (fig. 3.8.7), come regolazioni semifisse.

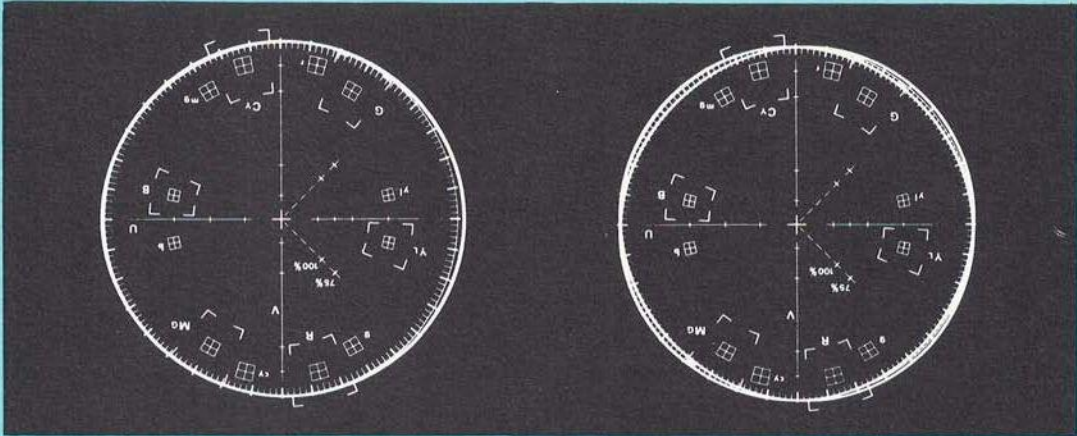


Fig. 3.8.6

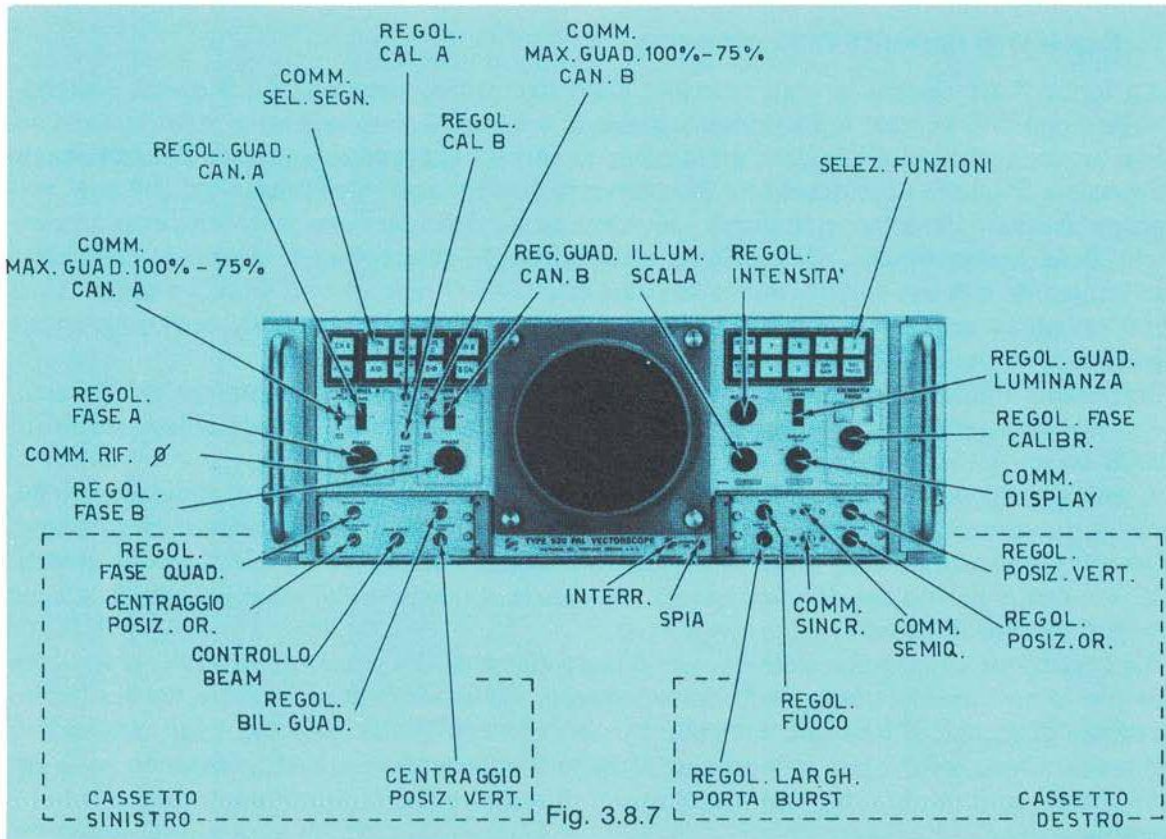


Fig. 3.8.7

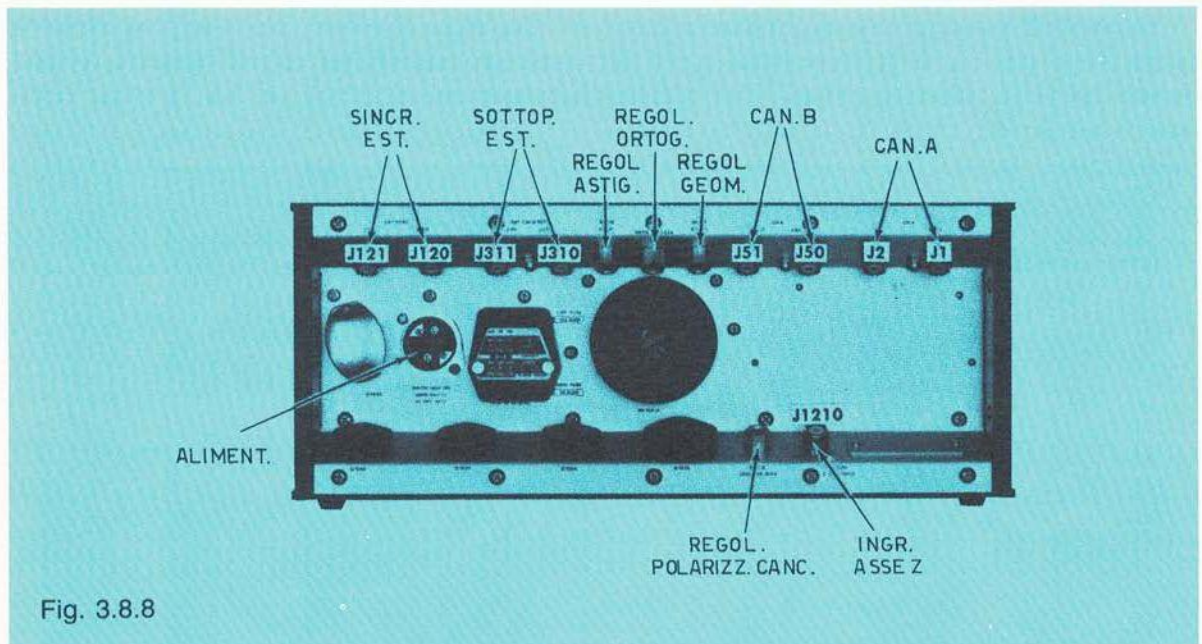


Fig. 3.8.8

### 3.8.2 Regolazioni operative dello strumento

La figura 3.8.7 riporta la vista anteriore dello strumento, mentre la 3.8.8 quella posteriore; si possono così vedere, nella prima, i comandi e le regolazioni operative mentre, nella seconda, alcune regolazioni semifisse unitamente ai vari bocchettoni di ingresso. Evidentemente non è scopo di queste note descrivere lo strumento sotto l'aspetto circuitale, poiché ogni vettorscopio è dotato del relativo manuale, per altro molto dettagliato sia sotto l'aspetto operativo che della manutenzione. Desideriamo esclusivamente evidenziare le possibilità operative dello strumento e la sua validità non solo come elemento di controllo su segnali a bassa impedenza, ma anche nel caso di impiego in laboratorio per misure su ricevitori, nell'osservazione di grandezze in punti circuitali anche al alta impedenza.

Inizieremo l'indagine sull'uso del vettorscopio esaminandolo nel suo impiego più classico, cioè come strumento di controllo dei parametri fondamentali del segnale video codificato PAL in uscita dal codificatore.

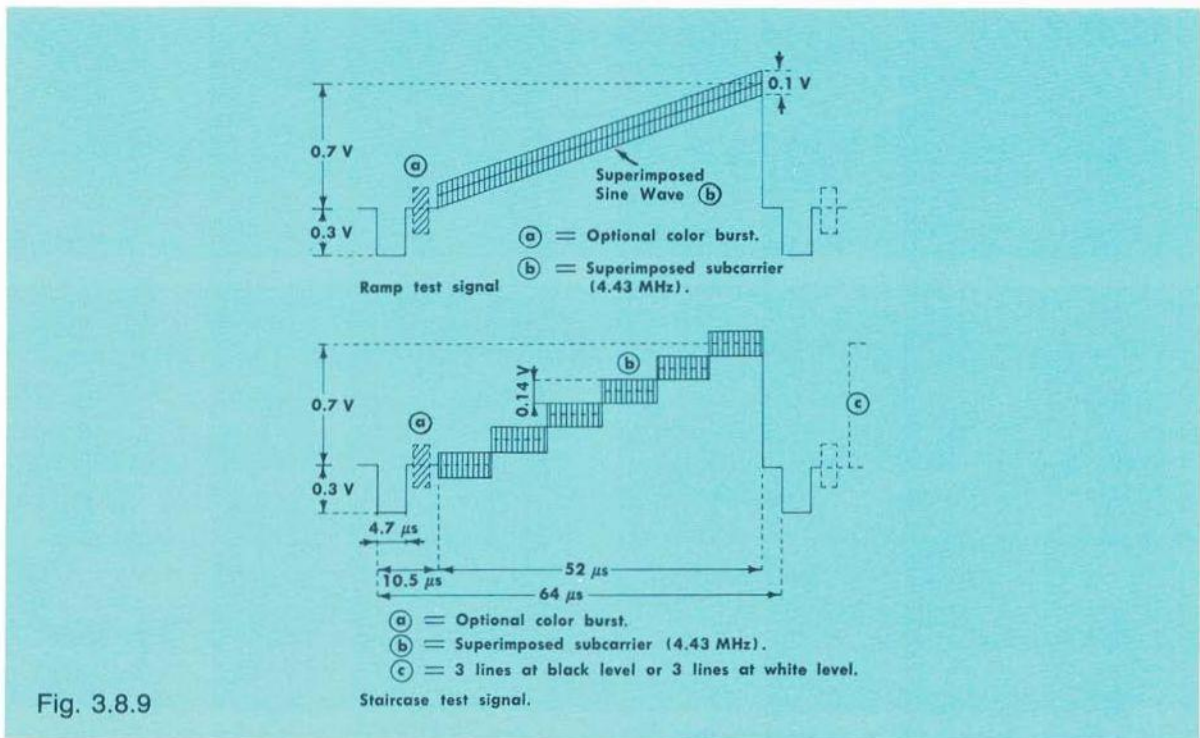
L'indagine strumentale prevede il segnale codificato delle barre di colore standard poiché, come ripetutamente sottolineato, esso è costante nel tempo ed i suoi parametri caratteristici assumono valori ben precisi, valutabili appunto strumentalmente. Il segnale in esame alimenta lo strumento su uno dei due ingressi (p. es. canale *A*) mentre sull'altro (canale *B*) è bene inserire il cerchio di prova.

La condizione di maggior stabilità, per quanto riguarda il «jetter», è in «Ext. reference» ossia con lo strumento pilotato dalla sottoportante, che ovviamente è ricavata dal medesimo generatore di segnali di base che alimenta il codificatore in esame. Regolati i vari comandi di luminosità, fuoco, centraggio e dopo aver attivato il pulsante «vect PAL», osserviamo la rosa dei vettori ed il cerchio di prova che consente di stabilire il corretto funzionamento del vettorscopio.

Nel caso infatti che lo strumento non sia corretto come condizione di quadratura ai propri demodulatori sincroni, le barre di colore, pur essendo corrette sotto l'aspetto della fase e del guadagno, si presenteranno con vettori fuori tolleranza, così come nel caso di imperfetto bilanciamento dei guadagni. A questo punto, con il guadagno del canale alimentato dal video nella posizione corretta (75%, 100% o max), si procede alla verifica dei vettori, sia per la loro posizione fasoriale che per il modulo.

Misure di confronto tra segnale entrante ed uscente da un quadripolo possono avvenire alimentando con essi i due canali *A* e *B*, previo controllo con il cerchio di prova dei canali stessi.

Misure di guadagno e fase differenziale possono essere effettuate mediante l'impiego del segnale apposito di prova, consistente in una rampa o gradinata di luminanza con sovrapposta sottoportante a fase ed ampiezza costanti (fig. 3.8.9).



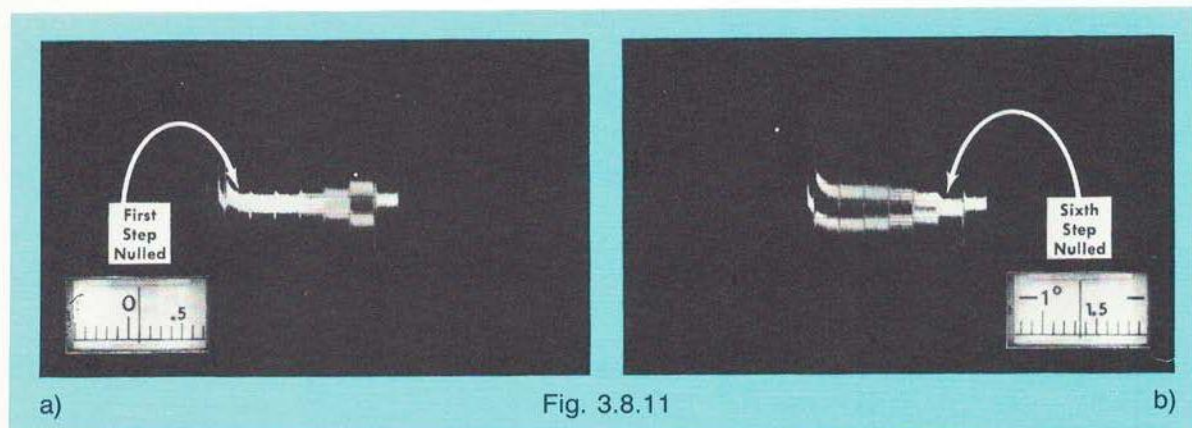
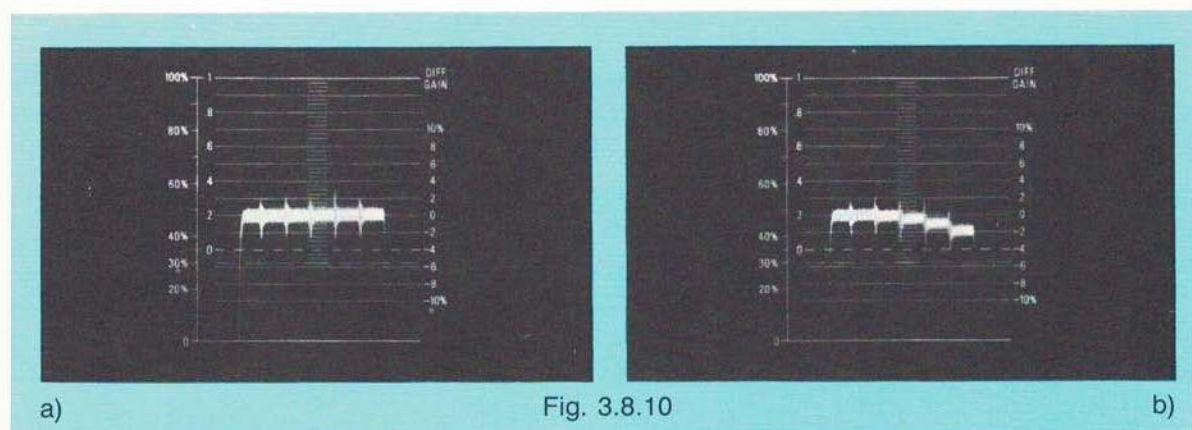
Evidentemente queste misure possono anche essere effettuate con il segnale codificato di barre, in quanto esso è appunto un segnale di luminanza a gradini (non lineari) con sovrapposta sottoportante di ampiezza non costante, ma di valore ben definito per ogni livello di luminanza. Ad esempio, nel caso in cui, osservando in diagramma polare il segnale di barre al 75%, uno o più vettori (dopo aver posizionato il burst secondo la traccia riportata sul mascherino) non trovi posto nei quadratini di tolleranza pur conservando un valore corretto di ampiezza, si possono leggere i gradi di fase differenziale introdotti per i colori spostati, amplificando sino a portare il punto rappresentativo del vettore sulla circonferenza dello schermo divisa in tacche distanti due gradi.

Supponendo che, per esempio, il vettore del giallo risulti fuori tolleranza (come fase), si può aumentare il guadagno del canale sino a portare il punto sulla circonferenza. Ruotando

il comando «PHASE», pertinente al canale considerato, si porta ora il vettore a intersecare il punto di tolleranza corretta leggendo i gradi percorsi dal vettore stesso.

La misura corretta di fase e guadagno differenziale viene comunque effettuata, come già segnalato, mediante l'apposito segnale di prova.

Le figure 3.8.10 a e b illustrano lo strumento predisposto per misura di guadagno differenziale allorché il quadripolo sotto controllo non introduce distorsione (a), mentre in (b) viene visualizzata una distorsione del 2%.



Le figure 3.8.11 a e b mostrano una lettura di fase differenziale: in (a) con il comando «calibrated Phase» si fanno sovrapporre le tracce sulla prima tacca mentre, agendo sempre sul citato comando, si effettua la misura portando in coincidenza il sesto «gradino» del segnale; in (b) leggendo direttamente in gradi l'entità della distorsione.

Ci sembra interessante esaminare il modo di impiego del vettorscopio per misure anche in punti circuitali ad elevata impedenza, sempre nel caso di apparati che consentano di alimentare lo strumento con sottoportante esterna.

Questo modo di impiego ci permetterà di compiere un'indagine strumentale molto accurata del processo codifica-decodifica, per cui esso risulta particolarmente idoneo nella fase realizzativa di progettazione ed in quella di taratura e messa a punto.

Nell'impiego in circuiti di decodifica abbinati a ricevitori TVC è indispensabile che il segnale ricevuto risulti privo di rumore e con sincronismi e burst ad ampiezza corretta poiché,

non avendo in tal caso a disposizione la sottoportante esterna (il segnale è ricevuto via radio), lo strumento si sincronizza su di loro.

L'instabilità della rosa dei vettori osservata sullo strumento, quando questo è sincronizzato sul burst del segnale in esame, è dovuto al rumore presente con componenti contenute nella banda cromatica, per cui il rigeneratore di sottoportante interno si sincronizza con difficoltà, dando luogo al classico «jetter».

Se il segnale è inficiato da rumore, le misure che si possono effettuare sono evidentemente tanto più imprecise quanto maggiore è il rumore contenuto. È infatti evidente come, dovendo ad esempio valutare errori di fase di  $1^\circ$ , risulti indispensabile poter sfruttare appieno la stabilità del sistema di aggancio al burst in quanto, se il rapporto segnale/disturbo fosse tale da dar luogo ad un jetter anche minimo di  $0,5^\circ \div 1^\circ$ , la misura non risulterebbe valida in quanto l'errore introdotto in tal caso dallo strumento sarebbe dell'ordine di grandezza del parametro da valutare.

Come accennato poc'anzi, il vettorscopio, pur essendo uno strumento creato per misure a bassa impedenza, può essere impiegato con molta versatilità anche in punti circuitali ad impedenza elevata.

Evidentemente risulta indispensabile impiegare sonde di misura che permettano di osservare il fenomeno senza alterare, con la loro presenza, la validità della misura stessa. Come è noto tali sonde introducono attenuazioni notevoli sul segnale, per cui in molti casi, anche con il «guadagno» dello strumento al massimo, non è possibile effettuare la misura. È possibile ovviare all'inconveniente impiegando un oscillografo con cassetto differenziale ed uscita dell'asse verticale («vert-out-sig»); quest'ultima alimenta un ingresso del vettorscopio mediante un cavo coax. Tale disposizione consente altresì di avere, contemporaneamente, la visione su assi polari e su assi cartesiani.

Prima di effettuare la misura, è bene accertarsi che i canali amplificatori dell'oscillografo, unitamente alle sonde di misura, non introducano sfasamenti; allo scopo, collegando entrambe le sonde nel medesimo punto circuitale, si debbono ottenere dei vettori in perfetta identità di fase.

Se ciò non avviene e, ad esempio, si rileva un anticipo di  $2^\circ \div 3^\circ$  di un canale rispetto all'altro, è possibile effettuare egualmente le misure, tenendo però conto di tale errore.

Regolando opportunamente i guadagni dell'oscillografo, i vettori presenteranno eguali anche i moduli; è buona norma sincerarsi che non intervengano fenomeni di non linearità dovuti a livelli eccessivi di ingresso al vettorscopio.

Il guadagno del canale interessato, alimentato cioè dall'uscita dell'amplificatore verticale dell'oscillografo, deve essere tenuto piuttosto elevato, riducendo, se necessario, quelli dei canali oscillografici.

### 3.8.3 Verifica strumentale e messa a punto di una catena codifica-decodifica PAL

Ci proponiamo ora di esaminare strumentalmente una catena costituita da codificatore-decodificatore PAL standard, rilevandone le forme d'onda sia in diagramma cartesiano che polare.

Evidentemente tale indagine, alla luce della tecnologia attuale, ha un valore quasi esclusivamente didattico, in quanto sia il codificatore, che il relativo decodificatore, sono realizzati con pochi circuiti integrati. La procedura seguita e le forme d'onda che ricaveremo dall'esa-

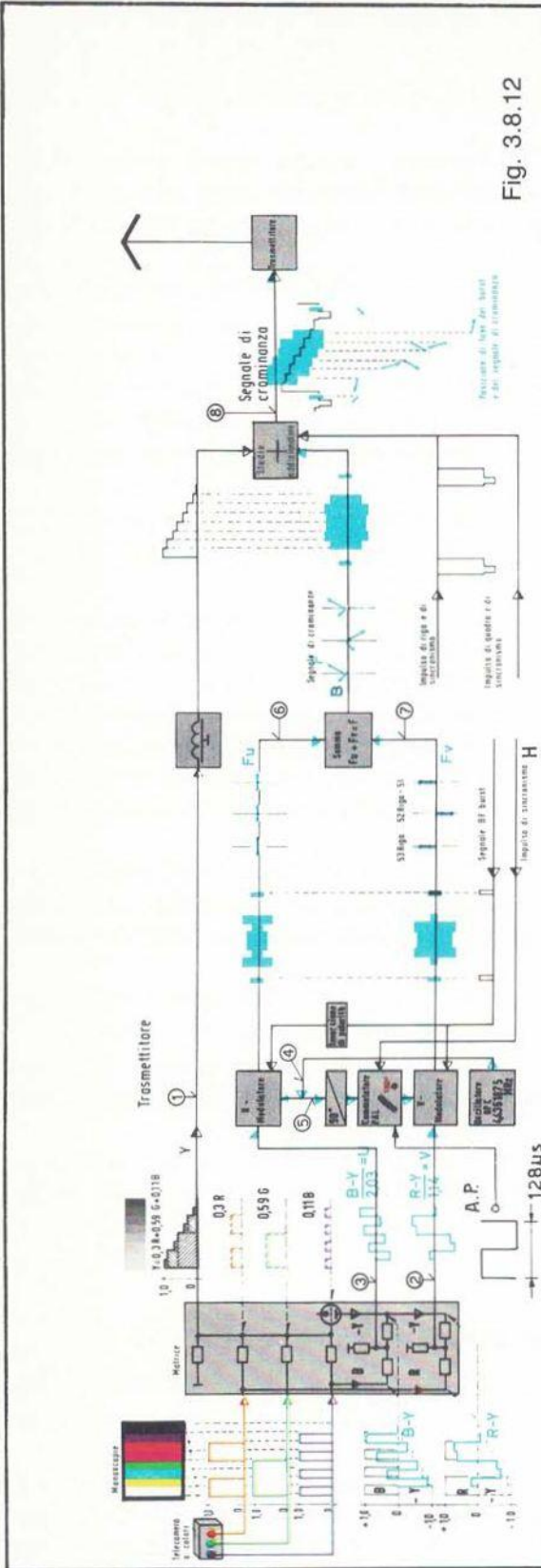


Fig. 3.8.12

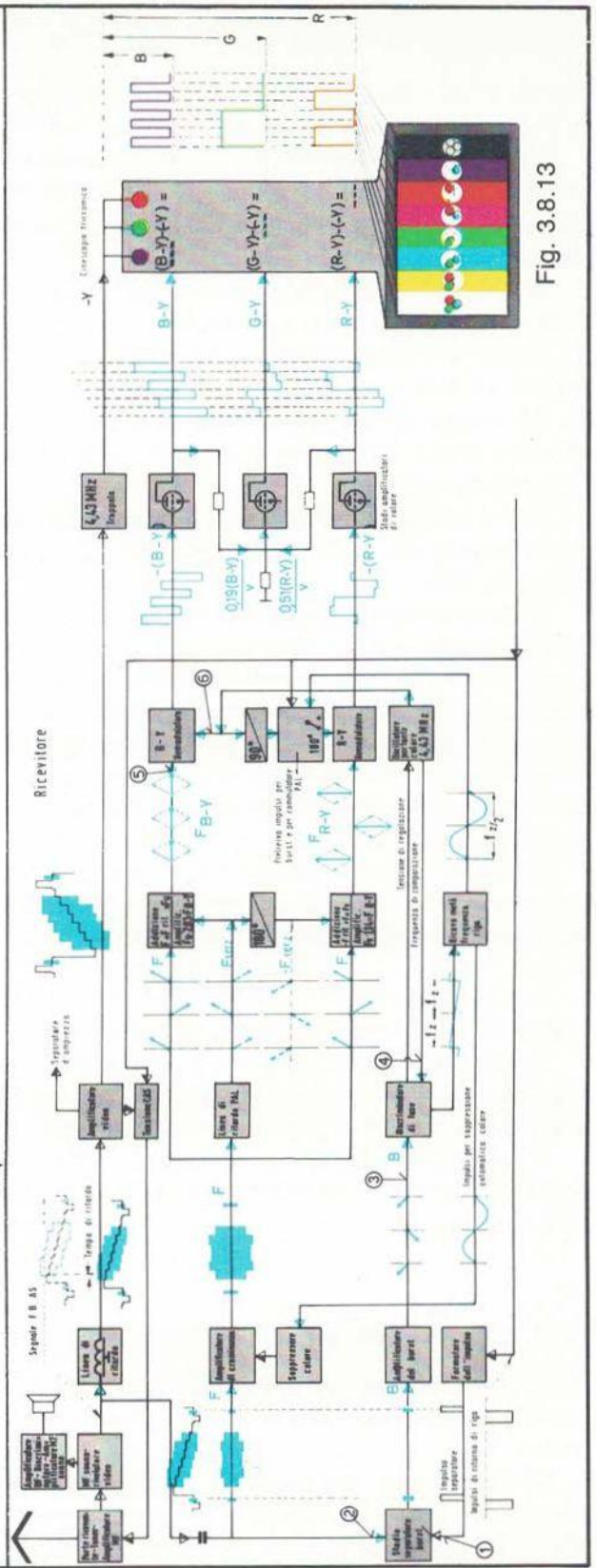


Fig. 3.8.13

me strumentale consentiranno di fissare maggiormente i concetti relativi all'intero processo, nel senso più generale, ed applicabili quindi per qualsiasi apparato.

Ci avvaliamo, come strumentazione, della combinazione oscilloscopio-vettorscopio vista in precedenza ed alimentiamo la catena con il segnale di barre di colore standard al 75%.

L'oscilloscopio, come accennato, è corredato dell'unità differenziale e di due sonde esplorative di disaccoppiamento.

L'esame inizia verificando i segnali primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , la cui ampiezza deve essere unitaria, ed i segnali d.d.c., attenuati secondo i noti coefficienti  $1,14$  e  $2,03$ . La verifica della luminanza consente di completare l'esame della «matrice», nel senso che sia la formazione di questo segnale che dei precedenti d.d.c. implica combinazioni lineari attuate appunto da matrici.

Nel caso generale da noi esaminato, facciamo riferimento ai due schemi a blocchi delle figure 3.8.12 e 3.8.13. Le forme d'onda dei segnali d.d.c. e di luminanza, riportate negli oscillogrammi di figura 3.8.14, sono ricavate rispettivamente esplorando i punti 1, 2, 3, del circuito generale di codifica (fig. 3.8.12). Verificato il corretto rapporto tra  $E_V$  ed  $E_U$  che alimentano i rispettivi modulatori bilanciati, dopo la necessaria limitazione di banda, si procede al controllo delle fasi di sottoportante ai demodulatori stessi. Con le due sonde esploriamo contemporaneamente i punti 4 e 5 di emissione della sottoportante ai modulatori, osservando sull'oscilloscopio la presenza della sottoportante nel suo corretto valore di ampiezza, mentre, in diagramma polare, si osserva sullo schermo del vettorscopio la quadratura tra le componenti stesse.

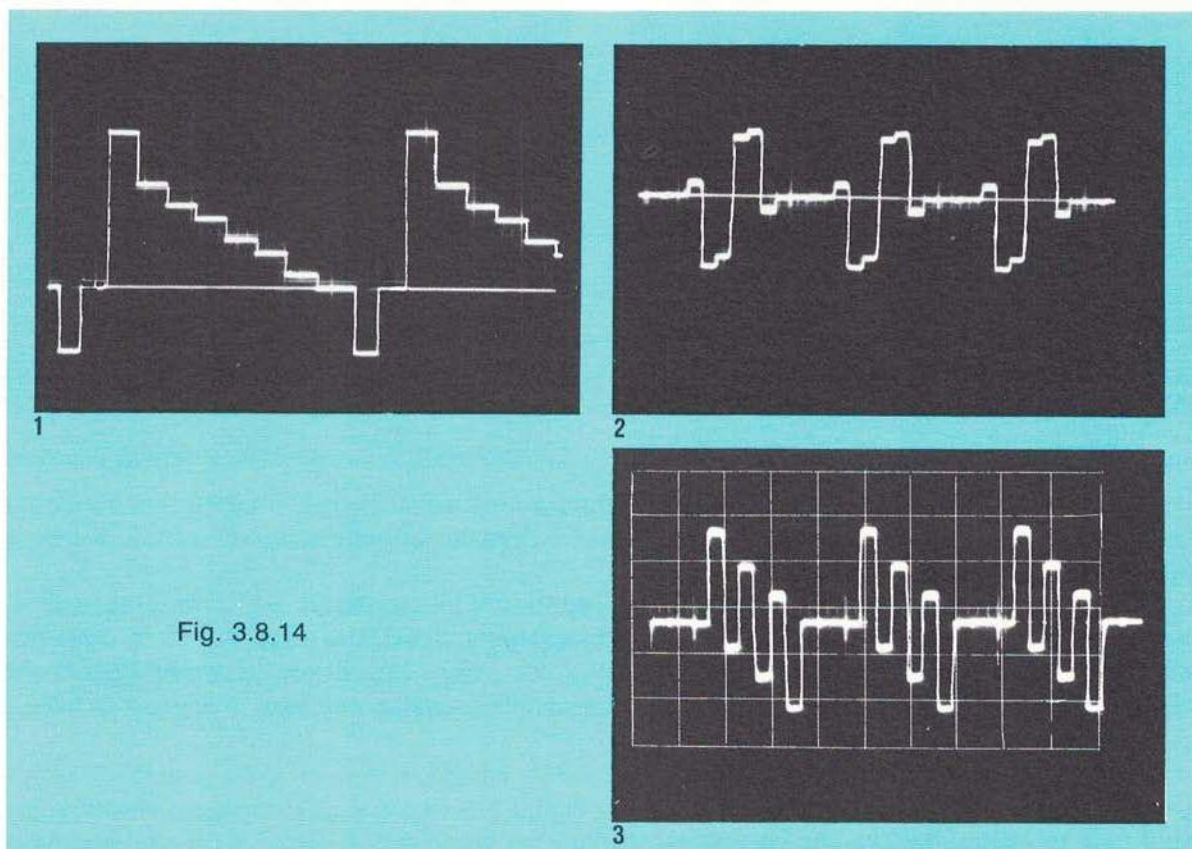


Fig. 3.8.14

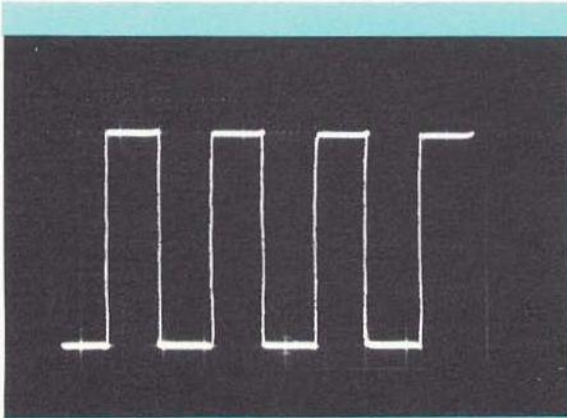


Fig. 3.8.15

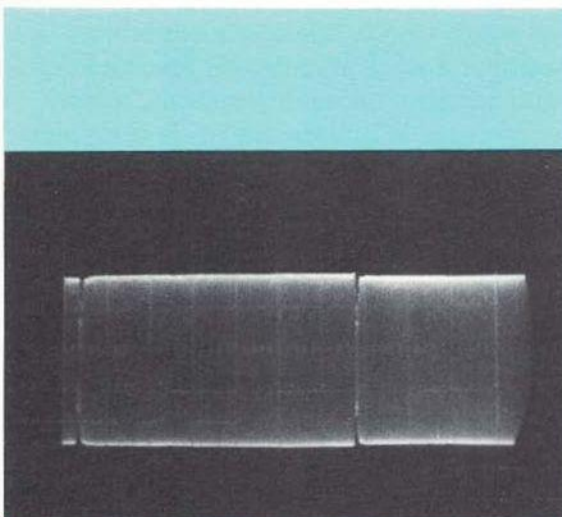
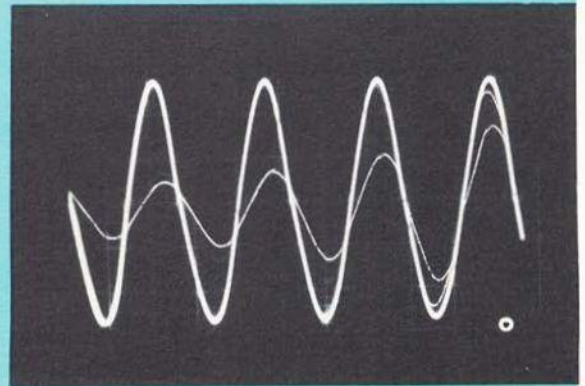


Fig. 3.8.16

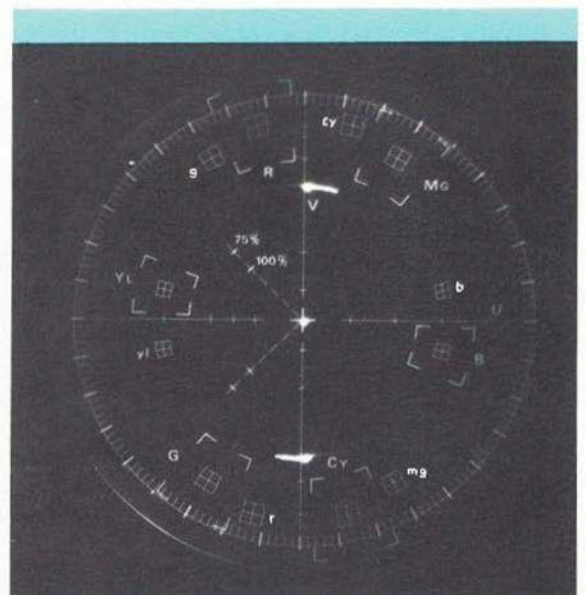


Fig. 3.8.17

Poiché la sottoportante a  $E_V$  viene commutata a frequenza di riga, è necessario verificare la presenza dell'onda quadra o «alternanza PAL» fornita dal generatore di segnali di base e riportata in figura 3.8.15.

Pertanto la sottoportante si presenterà al modulatore bilanciato ( $R - Y$ ) commutata alternativamente con fase  $90^\circ/270^\circ$  (fig. 3.8.16 in diagramma cartesiano e fig. 3.8.17 in diagramma polare). Come modulante, oltre ai verificati d.d.c., viene introdotta nei modulatori anche la «porta» per la generazione del burst, fornita anch'essa dal generatore di segnali di base e controllabile oscillograficamente.

L'uscita dei modulatori prevede i segnali  $\pm E_V$  ed  $E_U$ , trasposti a frequenza di sottoportante, e le relative componenti del burst. Le figure 3.8.18 e 3.8.19 riportano i rispettivi segnali, sia in visione polare che cartesiana, rilevati nei punti 6 e 7 (fig. 3.8.12), dove però le



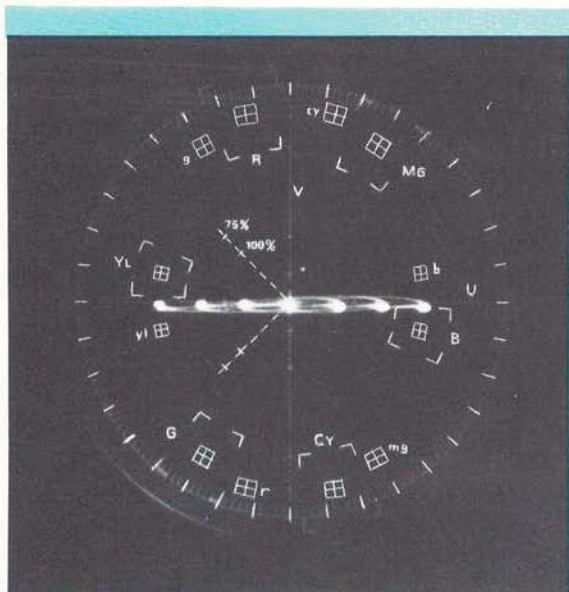
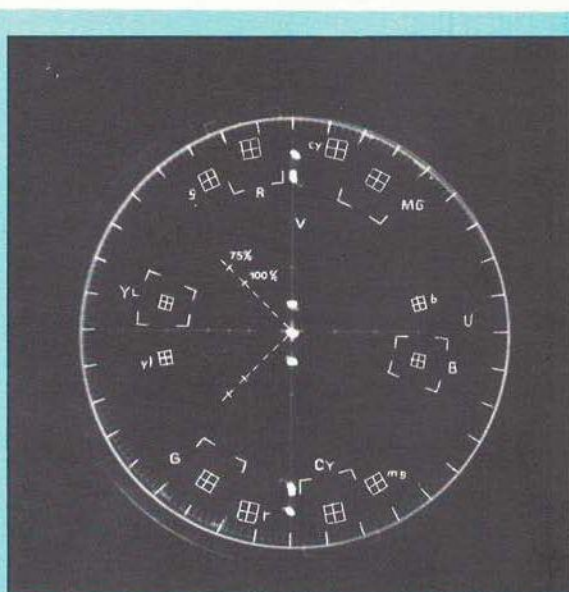


Fig. 3.8.18

6



7

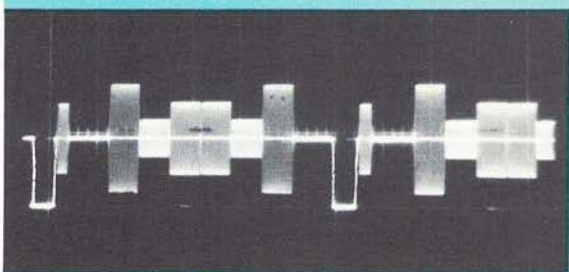
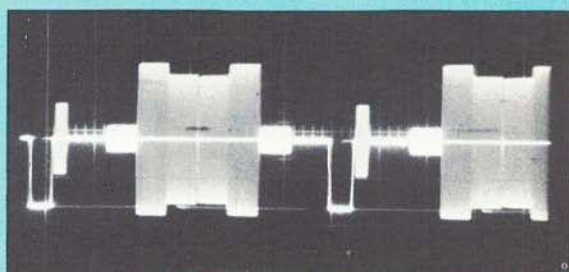


Fig. 3.8.19

6



7

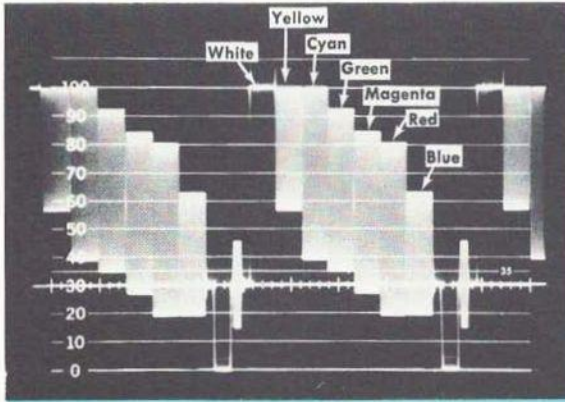
componenti del burst sono sempre presenti entrambe, in quanto l'uscita dei modulatori è collegata per attuare la somma di  $\pm E_V$  ed  $E_U$ . Gli oscillogrammi sono stati ottenuti eliminando da ogni modulatore la relativa modulante, lasciando inalterata la porta burst.

La somma con la componente di luminanza dà luogo, nel punto 8, al completo segnale video composto presentato in figura 3.8.20a.

Da un primo approssimativo esame del segnale di figura 3.8.20a si rileva che il rapporto luminanza/crominanza risulta esatto, in quanto le barre gialla e ciano presentano la componente cromatica con ampiezza pari a quella della barra bianca; inoltre il burst risulta di valore eguale al sincronismo e la sua larghezza, vista con l'asse orizzontale dell'oscillografo espanso, è corretta e pari a  $2,25 \mu s$  (fig. 3.8.20b).

In proposito è bene precisare come, pur sincronizzando l'oscillografo mediante l'impulso  $H$  esterno, non sia comunque possibile vedere le sinusoidi di sottoportante, che compongono il burst, ferme in modo da poterle chiaramente distinguere, in quanto alla frequenza di  $4,433618 \text{ MHz}$ , prima della divisione per  $1135$ , è stato sottratto il  $25 \text{ Hz}$  per l'offset di integrazione.

3.8.3 VERIFICA STRUMENTALE E MESSA A PUNTO DI UNA CATENA CODIFICA-DECODIFICA PAL



a)

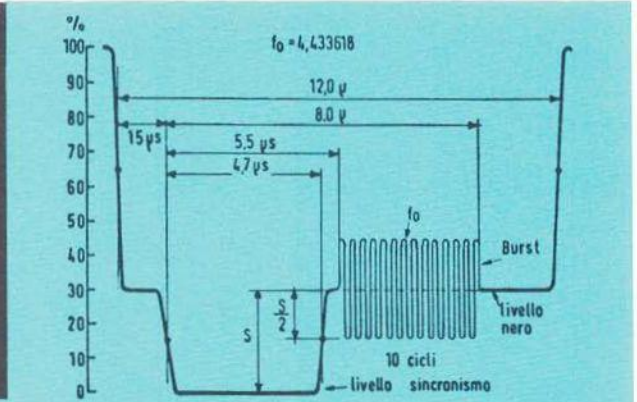


Fig. 3.8.20

b)

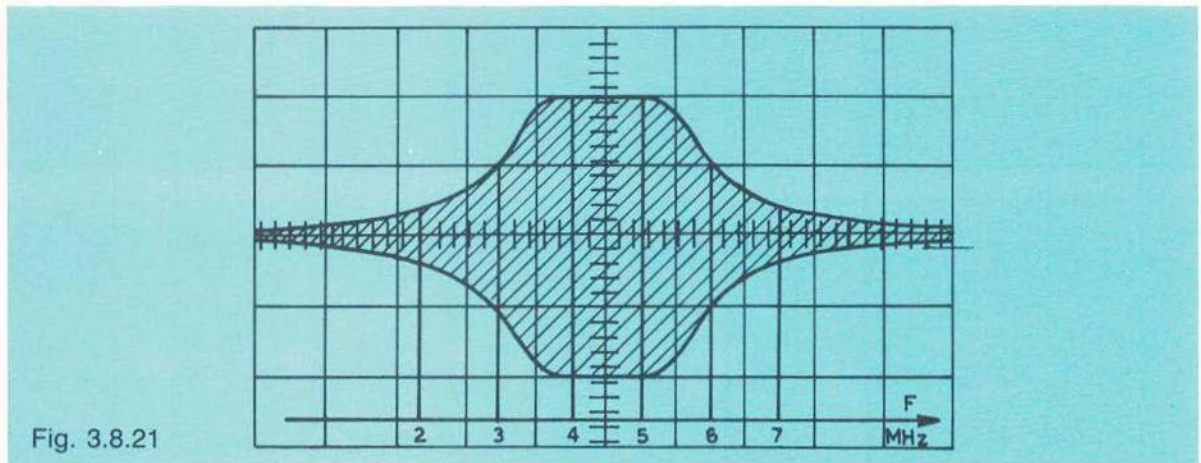


Fig. 3.8.21

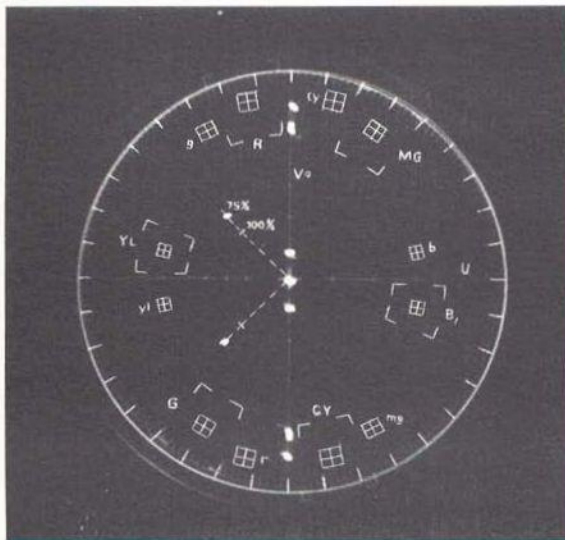


Fig. 3.8.22

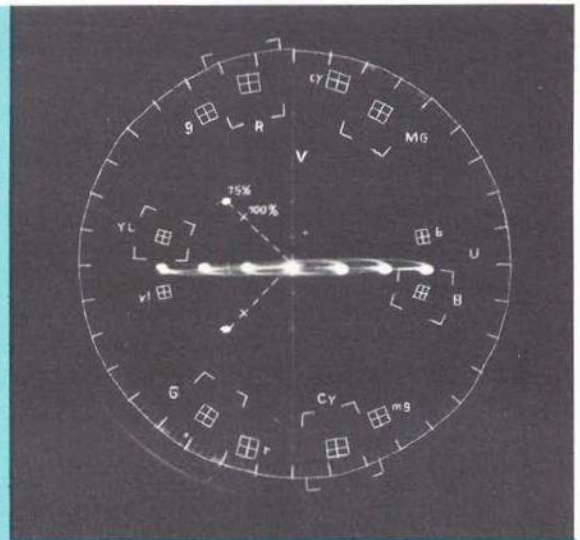


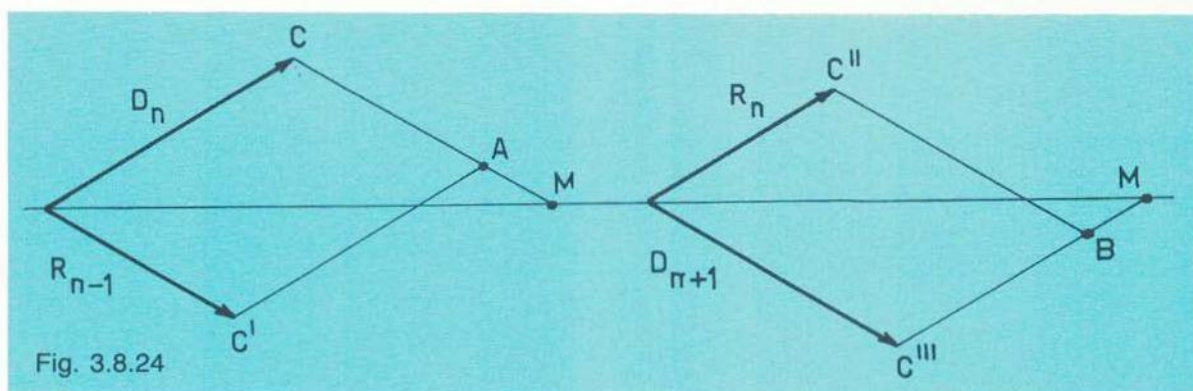
Fig. 3.8.23

La «struttura» delle 10 sinusoidi deve comunque risultare ferma, cioè priva di scorrimento rispetto all'impulso  $H$ ; in altri termini se l'offset PAL è corretto, pur non essendo possibile isolare in modo evidente le sinusoidi che compongono il burst, risulta però ferma la «struttura» che tali sinusoidi formano.

Iniziamo ora il controllo del dispositivo di decodifica e anche in tal caso ci riferiamo allo schema a blocchi di figura 3.8.13.

Scontato l'allineamento del passabanda secondo la curva di risposta di figura 3.8.21, passiamo alla verifica della linea di ritardo.

La discriminazione degli assi è controllabile in uscita dai sommatatori della linea di ritardo; i segnali riportati nelle figure 3.8.22 e 3.8.23 sono visibili in caso di allineamento corretto della linea di ritardo stessa, sia per quanto riguarda l'ampiezza che la fase. Essi infatti non possono che risultare uguali, come f.o., a quelli di trasmissione. Le figure citate riportano la loro rappresentazione polare.



Supponiamo ora che, al contrario, l'ampiezza del vettore diretto non sia eguale a quella pertinente al vettore ritardato; osservando il diagramma vettoriale di figura 3.8.24, notiamo come, per somma di linee successive, anziché ottenere il punto  $M$  rappresentativo della componente cromatica  $C$ , sull'asse  $(B - Y)$  otteniamo alternativamente i punti  $A$  e  $B$  posti sulla stessa verticale, ma simmetrici rispetto all'asse  $(B - Y)$  stesso.

Infatti al vettore  $C$  della linea diretta  $D_n$  di figura 3.8.24 sommiamo quello  $C'$  della ritardata  $R_{n-1}$  di ampiezza minore, in quanto abbiamo supposto un errore in tal senso.

L'operazione successiva di somma prevede il vettore  $C'''$  della riga  $(n + 1)$  diretto e quindi con ampiezza eguale al vettore  $C$  della precedente operazione, mentre la  $n$  ritardata dà luogo ad un vettore  $C''$  che, essendo transitato nella linea di ritardo, subisce una attenuazione pari a quella precedentemente subita da  $C'$ . La composizione  $C''$ ,  $C'''$  dà luogo al punto  $B$ , simmetrico di  $A$  rispetto all'asse  $(B - Y)$ .

Pertanto, considerando i vari punti rappresentativi le componenti  $E_U$  dei vettori delle barre di colore, in presenza di errore di ampiezza tra componente diretta e ritardata rileviamo, all'uscita dell'asse  $E_U$  della linea, il diagramma polare di figura 3.8.25.

Ora, in presenza di errori di fase, la composizione vettoriale si presenta come illustrato in figura 3.8.26.

La riga  $n$ , che supponiamo diretta, si somma con la  $(n - 1)$  che, transitando nella linea di ritardo, subisce, per imperfetta messa a punto, un errore di fase nel senso indicato dalla freccia. Il vettore risultante  $OB$  dà luogo, sul vettorscopio, ad un punto  $B$  non allineato sull'asse

$E_U$  e con ampiezza diversa da quello corretto ( $A$ ) pertinente ad una condizione di fase esatta.

Il segnale che compete alla riga  $n$ , dopo  $64 \mu s$ , è transitato nella linea di ritardo subendo uno spostamento di fase analogo al precedente con relativa posizione fasoriale  $OC'$ . La somma con  $OC''$  diretto, e quindi senza ritardo, dà luogo al vettore  $OC$  ed al punto  $C$  sullo strumento.

Si nota cioè come i punti non siano più allineati su  $E_U$ , ma subiscono una rotazione di fase, allineandosi all'incirca su  $OB$  in modo simmetrico rispetto ad  $A$ . In presenza quindi di errore di fase, i punti rappresentativi dei vari vettori si spostano di fase allineandosi su un nuovo asse, in modo simmetrico rispetto alla condizione corretta (fig. 3.8.26). L'oscillogramma in diagramma polare è riportato in figura 3.8.27.

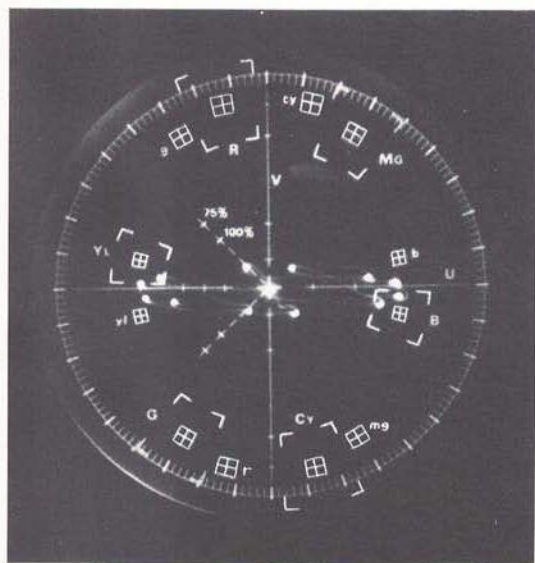


Fig. 3.8.25

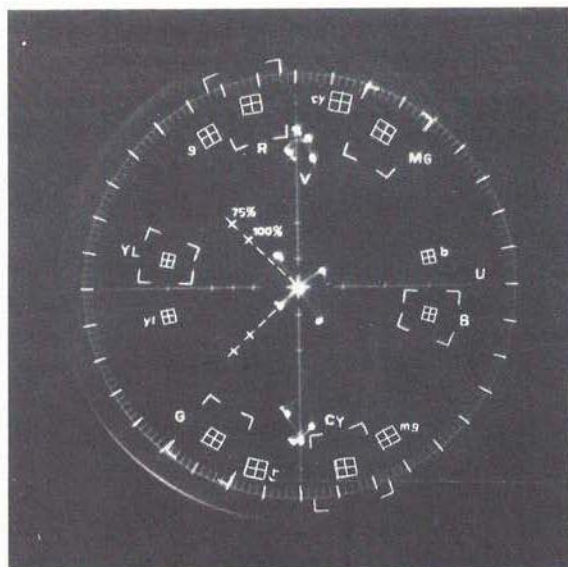


Fig. 3.8.27

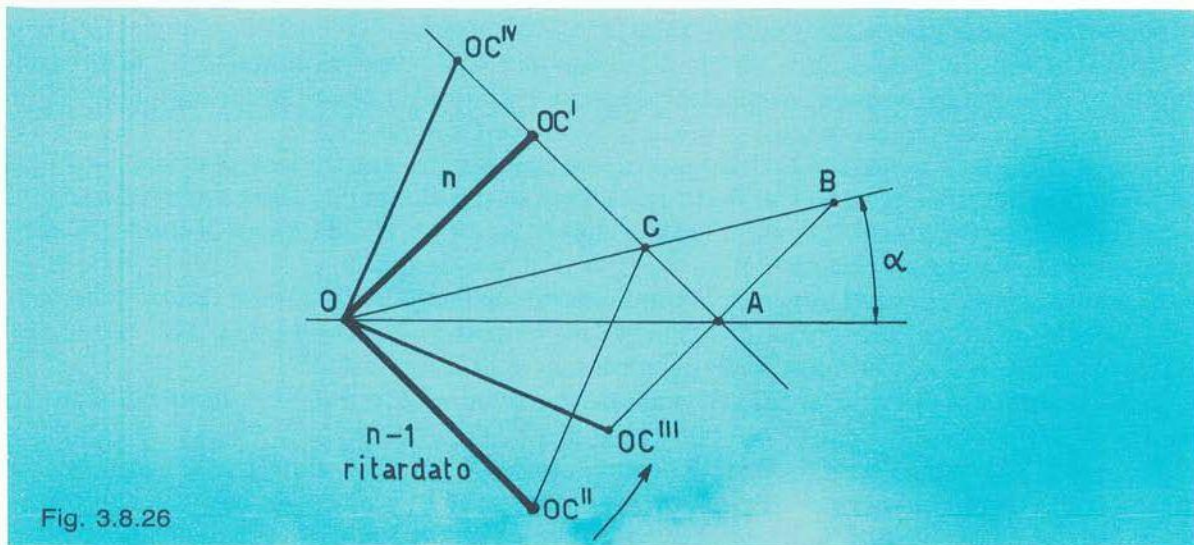


Fig. 3.8.26

### 3.8.4 Verifica del separatore di burst

La rigenerazione della sottoportante richiede la presenza del burst, separato dal completo segnale video, per la comparazione con la tensione fornita dall'oscillatore a quarzo. Una prima verifica consiste nel controllo della «porta burst», sia per quanto riguarda la larghezza che la fase, rispetto al burst stesso contenuto nel segnale video.

Le due sonde esplorative vengono applicate nei punti 1 e 2 del circuito di figura 3.8.13 con l'oscillografo in posizione «somma» delle due informazioni, e si ottiene il controllo desiderato (fig. 3.8.28). Sul ponte di fase è controllabile il solo burst (fig. 3.8.29), il cui rapporto segnale/disturbo deve aggirarsi almeno sui  $35 \text{ dB}$ . È molto importante che al termine dell'informazione del burst, nel fronte posteriore di riga, non vi sia alcun residuo, per cui il primo controllo suggerito ha lo scopo di assicurare questa condizione in quanto, impiegando come segnale di controllo le barre di colore, non vi è presenza di sottoportante all'inizio attivo del periodo di riga. È bene quindi accertare che anche nel caso di immagini contenenti informazioni cromatiche in tale parte, la porta burst non le separi, essendo corrette sia la fase che la larghezza della porta stessa.



Fig. 3.8.28

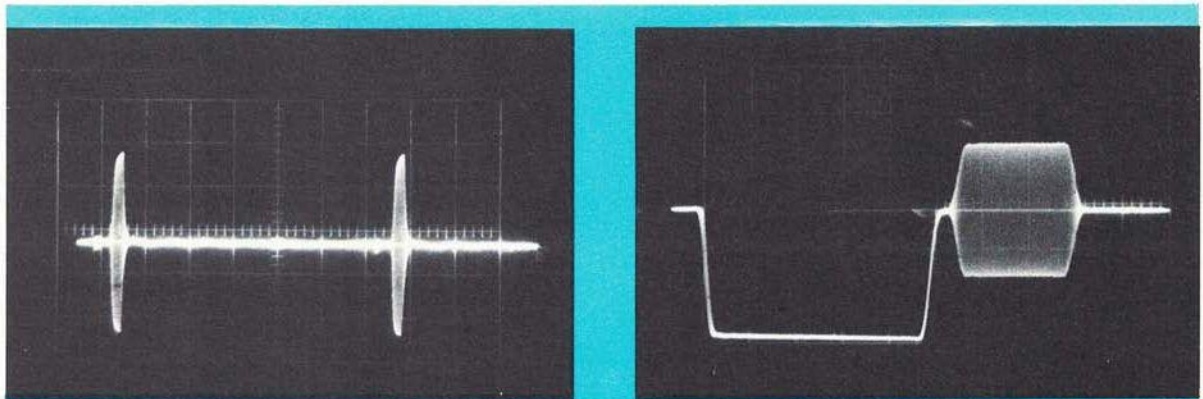


Fig. 3.8.29

### 3.8.5 Verifica del rigeneratore di sottoportante

Stabilito il corretto funzionamento del «separatore di burst», verifichiamo la presenza della sottoportante ed il suo agganciamento sia in frequenza che in corretta fase.

L'agganciamento in frequenza è rilevabile in quanto, essendo il vettroscoPIO alimentato con sottoportante esterna o con il burst del segnale entrante al decodificatore, il punto fermo, rappresentativo del vettore di sottoportante rigenerata, significa battimento zero tra le due grandezze.

### 3.8.6 VERIFICA DEI DEMODULATORI SINCRONI

La relazione di fase tra burst alternato ed oscillatore può essere pertanto verificata, essendo ormai accertata la sincronizzazione in frequenza. A questo proposito è bene puntualizzare come risulti utile, osservando il vettroscopio, togliere il segnale di burst dal decodificatore (ciò equivale a mancanza del segnale video in ingresso) e, osservando la velocità di rotazione del punto che rappresenta la sottoportante, cercare di renderla minima agendo sul comando manuale di frequenza, attuando così la condizione di massima dinamica disponibile da parte del ponte di fase, che pertanto correggerà errori, sia positivi che negativi, di eguale entità rispetto alla condizione di frequenza corretta.

Alimentando nuovamente il decodificatore con il segnale video composito, accertate le ampiezze corrette sia del burst che della sottoportante, si verificano i due punti del ponte di fase 3 e 4 di figura 3.8.13.

In condizione di equilibrio del ponte di fase, si otterrà la situazione riportata nel diagramma polare di figura 3.8.30, dove la sottoportante è agganciata in quadratura con la media del burst alternato. Se tale condizione non si verifica, con lievi ritocchi al comando di frequenza precedentemente menzionato, si portano le due grandezze in perfetta quadratura.

Nel caso di presenza di sottoportante spuria, dovuta per esempio ad imperfetta separazione del burst, il punto sul vettroscopio risulterebbe affetto da «jetter», come dimostra la figura 3.8.31.

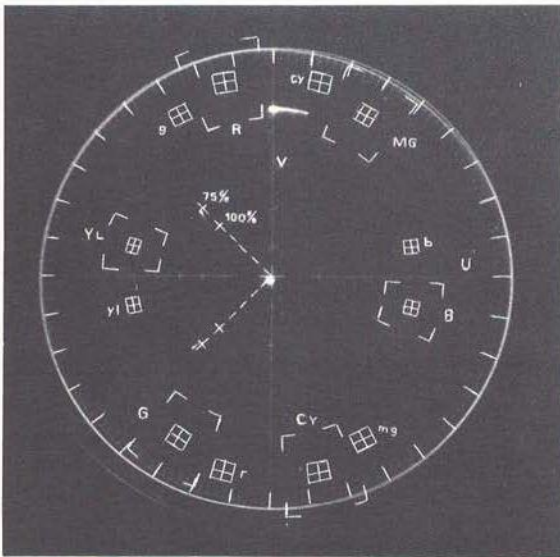


Fig. 3.8.30

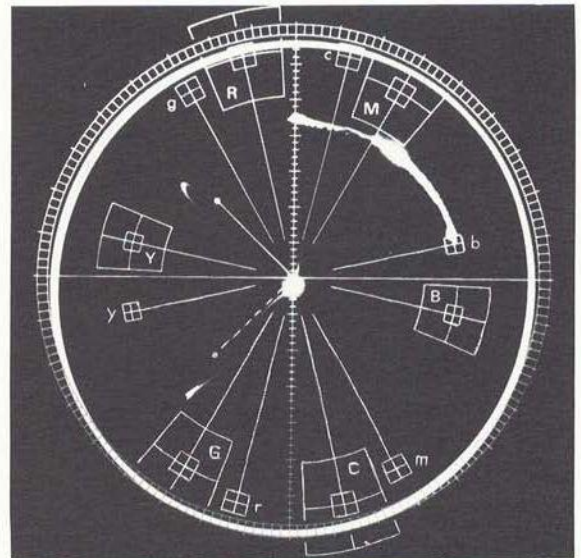


Fig. 3.8.31

### 3.8.6 Verifica dei demodulatori sincroni

La verifica e il rilievo delle f.o. ai demodulatori sincroni consiste nella regolazione della corretta fase tra sottoportante rigenerata e prodotto di modulazione.

Nel caso specifico di decodifica PAL standard, in cui ad ogni demodulatore perviene la sola grandezza modulata che gli è pertinente, la verifica può avvenire agendo sui demodulato-

ri per il valore massimo di tensione rivelata in uscita, in quanto questa è proporzionale al coseno dell'angolo di errore.

Oscillograficamente si può controllare il segnale d.d.c. demodolato e poi, a seconda della soluzione circuitale adottata, regolare la fase tra sottoportante e prodotti di modulazione per il valore di ampiezza massimo ottenibile.

Comunque, un controllo di fase può essere condotto con la strumentazione proposta, verificando i punti 5 e 6 di figura 3.8.13 con entrambe le sonde, confrontando così direttamente la relazione di fase suddetta.

### 3.8.7 Verifica della matrice

Il rilievo delle f.o. dei segnali demodolati ( $B - Y$ ) e ( $R - Y$ ) eseguito all'oscillografo ci consente di stabilire il loro corretto rapporto di ampiezza nei termini esaminati in precedenza.

Normalmente, prima di subire il processo di amplificazione da parte degli stadi finali, essi transitano in circuiti a banda ridotta dove induttanze di blocco eliminano i residui di sottoportante, per cui i segnali si presenteranno come rilevato nei precedenti oscillogrammi.

Rimane la verifica del terzo segnale d.d.c., ossia ( $V - Y$ ) ricavato, come ormai ampiamente segnalato, per combinazione lineare dei primi due ( $B - Y$ ) e ( $R - Y$ ), già ripristinati nei corretti rapporti di ampiezza secondo i coefficienti 2,03 e 1,14.

La forma d'onda del segnale ( $V - Y$ ) risulta come riportato in figura 3.8.32.

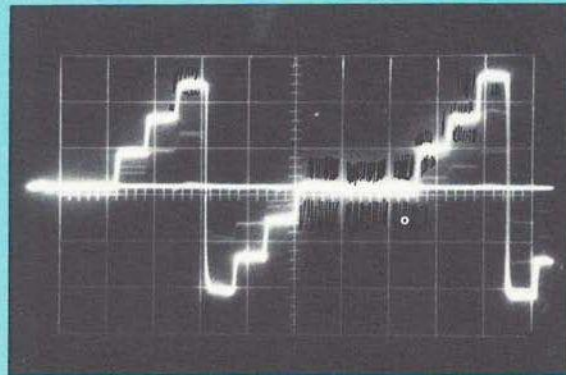


Fig. 3.8.32

### 3.9 Filtri a pettine

Il segnale video composito codificato sia NTSC che PAL contiene le informazioni di luminanza e cromaticità in bande interlacciate di frequenza con spettri di configurazione ben definita, in funzione dell'offset che lega, appunto, la frequenza di riga a quella di sottoportante. A prescindere dal principio di compatibilità il cui scopo è di minimizzare l'interferenza reciproca, si pone comunque, in campo professionale, il problema di discriminare la luminanza dalla cromaticità conservando il più possibile intatta la quantità di informazione pertinente ad ognuna di esse.

Pertanto la corretta separazione degli spettri è possibile con l'adozione di particolari **filtri a pettine** i quali basano il loro funzionamento sul fatto che l'energia del segnale video, come visto ampiamente nel I volume, si addensa attorno ad armoniche di ben precisa frequenza che, nel caso specifico, è quella di riga. Senza riprendere ulteriormente l'argomento della composizione spettrale, ricordiamo solo come il segnale di crominanza, dal punto di vista della periodicità, sia strutturato in modo analogo a quello di luminanza pur differendo in modo consistente nella larghezza di banda.

Poiché nel PAL l'offset a  $\frac{1}{4}$  di riga costringe i due spettri ad una vicinanza maggiore che non nell'NTSC, la loro discriminazione risulterà più critica.

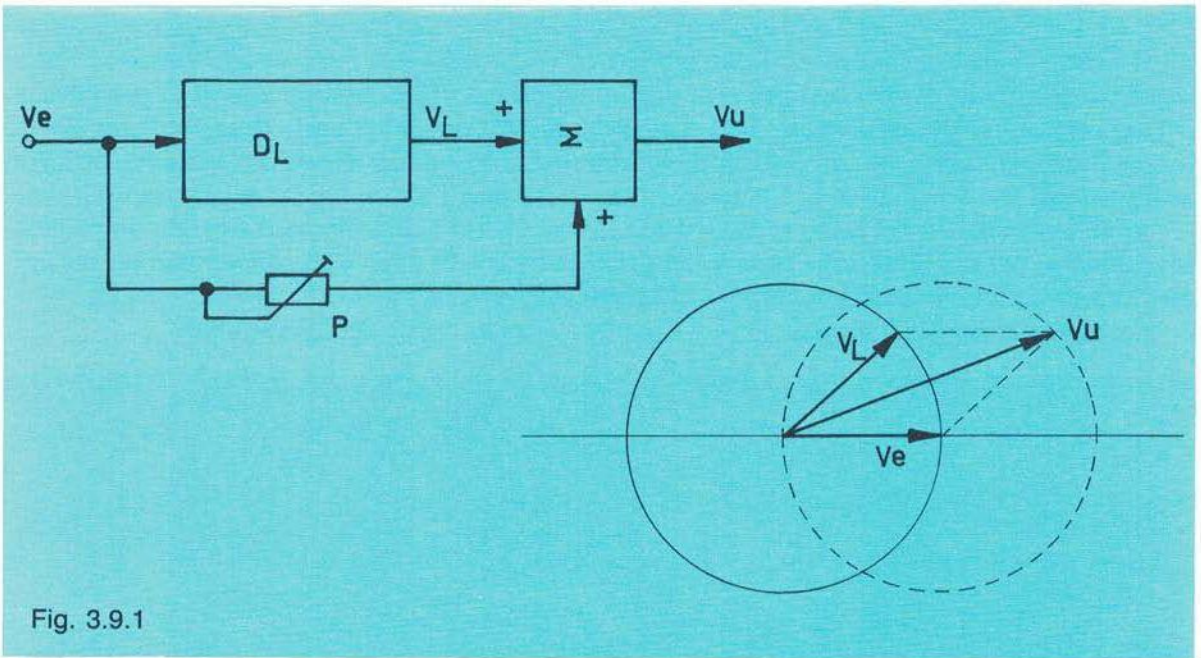


Fig. 3.9.1

Consideriamo lo schema di principio di fig. 3.9.1 dove il sommatore  $\Sigma$  combina linearmente i segnali  $V_e$  e  $V_L$  rispettivamente di ingresso e d'uscita della linea di ritardo  $D_L$ .

Lo sfasamento tra  $V_e$  e  $V_L$  vale:

$$\Delta \vartheta = \omega \tau \quad [1]$$

dove  $\tau$  è appunto il ritardo introdotto dalla linea ultrasonica  $D_L$ . Lo sfasamento è pertanto funzione di  $\omega$  ossia della frequenza di  $V_e$  mentre all'uscita del sommatore si avrà  $V_u = V_e + V_L$ .

Ponendo di equalizzare i livelli, compensando l'attenuazione introdotta su  $V_L$  dalla linea di ritardo riducendo con  $P$  la  $V_e$  della stessa quantità in modo che  $|V_e| = |V_L|$ , si ottiene:

$$V_{u \max} = 2 |V_e| \quad \text{per} \quad f = \frac{n}{\tau}$$

La lunghezza fisica della linea consente di ottenere perfetta fase tra  $V_e$  e  $V_L$  per una precisa frequenza, quella cioè contenente un numero  $n$  intero di cicli. Scostandosi da tale preciso



valore  $f = \frac{n}{\tau}$  lo sfasamento risulterà quello previsto dalla [1].

Poiché come visto nel PAL, a causa della relazione di offset, in  $64 \mu s$  non è contenuto un numero intero di cicli di sottoportante, la linea di ritardo verrà dimensionata per  $n = 284$  o  $283$  anziché  $283,75$ . Il ritardo introdotto risulterà quindi rispettivamente  $64,056 \mu s$  oppure  $63,832 \mu s$ .

Pertanto, ogni volta che riferiremo il ritardo introdotto nel caso del PAL, useremo l'annotazione  $\sim 64 \mu s$ , intendendo l'approssimazione applicata al ritardo introdotto dalla linea, come appena chiarito.

Il diagramma di fig. 3.9.1 indica chiaramente come  $V_u$ , somma vettoriale di  $V_e$  e  $V_L$ , descriva con il proprio vertice, in funzione di  $\vartheta$ , una circonferenza. Con riferimento alla simbologia riportata nella figura, poiché è:

$$V_L = V_e e^{-j\omega\tau}$$

si ottiene:

$$V_u = V_e (1 + e^{-j\omega\tau})$$

$$|V_u| = |V_e| \sqrt{2 + 2 \cos \omega\tau}$$

$$\left| \frac{V_u}{V_e} \right| = 2 \left| \cos \frac{\omega\tau}{2} \right|$$

che esprime la curva di risposta del dispositivo, curva che può essere "centrata" su punti precisi dello spettro scegliendo opportunamente  $\tau$  ossia, la lunghezza fisica della linea.

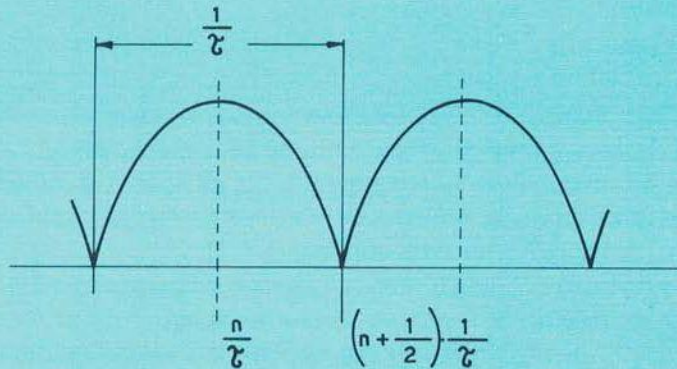


Fig. 3.9.2

Due zeri consecutivi (fig. 3.9.2) distano di  $\frac{1}{\tau}$  per cui a  $\tau = 64 \mu s$  corrispondono risposte nulle periodiche a frequenza di riga.

Nel caso del sistema NTSC è sufficiente adottare proprio questo valore per ottenere che i massimi e minimi della curva di risposta del dispositivo coincidano rispettivamente con le linee spettrali di luminanza e crominanza.

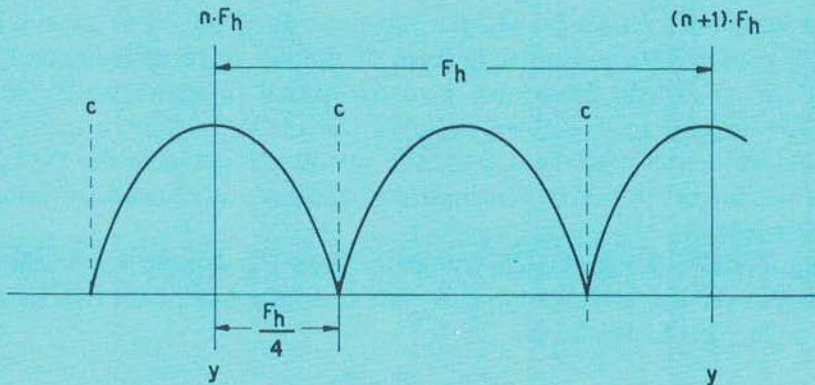


Fig. 3.9.3

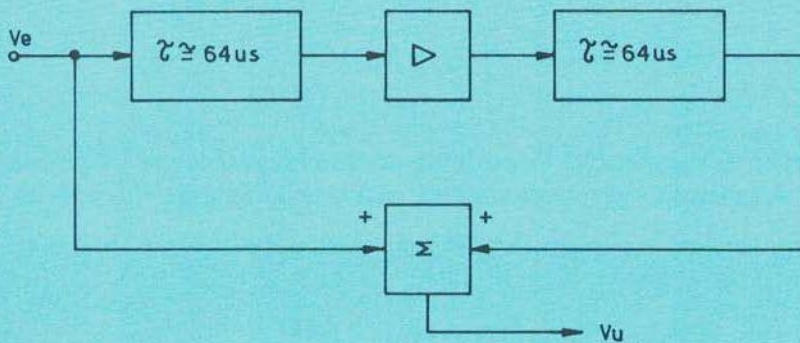


Fig. 3.9.4

Nel sistema PAL la condizione di offset è, come accennato, peggiorativa per cui, adottando ancora il precedente dispositivo, la separazione tra gli spettri si riduce a  $3dB$ . La discriminazione può avvenire adottando in tal caso un  $\tau \cong 128 \mu s$  con un raddoppio nella successione dei massimi e minimi della curva di risposta (fig. 3.9.3).

Il dispositivo di principio che attua tale condizione è riportato in fig. 3.9.4 dove il ritardo  $\tau$  è ottenuto impiegando due linee di ritardo ultrasoniche da  $\sim 64 \mu s$  serializzate tramite l'amplificatore separatore che provvede altresì a compensare l'attenuazione totale delle linee stesse. Il fatto negativo di una tale realizzazione è la riduzione del dettaglio cromatico in senso verticale, in quanto in due semiquadri vengono mediate le righe  $n$  e  $n + 2$  in una trama e la  $n + 1$  con la  $n + 3$  in quella successiva.

L'attenuazione ottenuta con il circuito proposto è di  $40 dB$  per una banda di  $\pm 200 KHz$  attorno la frequenza di sottoportante.

Esistono anche sistemi che, prevedendo per il PAL una sola linea a  $\sim 64 \mu s$ , elevano il potere discriminante tra gli spettri, impiegando una reazione positiva. Comunque, onde non spingere eccessivamente il fattore di reazione con conseguente instabilità del sistema, il potere discriminante risulta contenuto entro i  $20 dB$ .

### 3.10 Il monoscopio elettronico

La trasmissione dell'immagine fornita dal monoscopio elettronico della RAI consente, mediante semplice valutazione ottica, oltre che strumentale, il controllo degli apparati che costituiscono la catena trasmissione-ricezione, alla luce dei nuovi parametri che completano l'informazione televisiva monocroma.

Infatti, oltre alle grandezze tipiche del segnale televisivo pertinente al BN, si tratta di estendere il controllo a quei particolari circuiti, come il decodificatore, dove vengono elaborati i parametri caratteristici del colore.

Ci proponiamo di esaminare ora i vari segnali che compongono l'immagine del monoscopio in oggetto e, in particolare, come essi vengano distorti in presenza di anomalie o di imperfetta messa a punto degli apparati, con particolare riferimento al ricevitore televisivo.

I segnali contenuti nel monoscopio si possono classificare in tre tipi:

- a) segnali per la messa a punto delle geometrie;
- b) segnali monocromatici;
- c) segnali cromatici.

Riteniamo opportuno approfondire in modo particolare la discussione e l'esame dei segnali cromatici, essendo gli altri ormai ben noti per il loro impiego nella televisione monocroma. Per quest'ultimi ci limiteremo quindi a compiere una breve panoramica riassuntiva.

#### 3.10.1 Segnali per la messa a punto delle geometrie

Essi possono essere così elencati:

- 1) Merlatura perimetrale bianco e nero
- 2) Graticcio bianco su fondo grigio
- 3) Cerchio elettronico ad alta stabilità
- 4) Riga bianca orizzontale centrale
- 5) Croce bianca centrale su campo nero.

La figura 3.10.1 riporta il cartello di prova delimitato dalla merlatura bianco nera formata dai rettangolini perimetrali, la quale consente il controllo delle dimensioni dell'immagine e la sua corretta centratura.

La merlatura perimetrale permette altresì di verificare il corretto funzionamento del separatore dei sincronismi e dei circuiti di restituzione controllata della componente continua.

Un imperfetto funzionamento del separatore di sincronismi è evidenziato, sull'immagine, con uno spostamento delle linee contenenti il segnale video dei rettangolini bianchi della merlatura verticale destra, rispetto a quelle corrispondenti ai rettangolini neri.

Un'anomalia ai circuiti restitutori di c.c. appare con un disallineamento del segnale video sulla merlatura di estrema sinistra.

Il fondo grigio, trasmesso al 50% del livello massimo, consente una verifica, invero piuttosto grossolana, della purezza dei cinescopi tricromatici.

Su tale fondo è tracciato un reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 18 verticali a livello 100%, di cui le prime sono costituite da 2 linee televisive, mentre le seconde hanno ampiezza pari a  $230\text{ ns}$ , valore scelto per minimizzare, sul graticcio stesso, l'intermodulazione luminanza-crominanza.

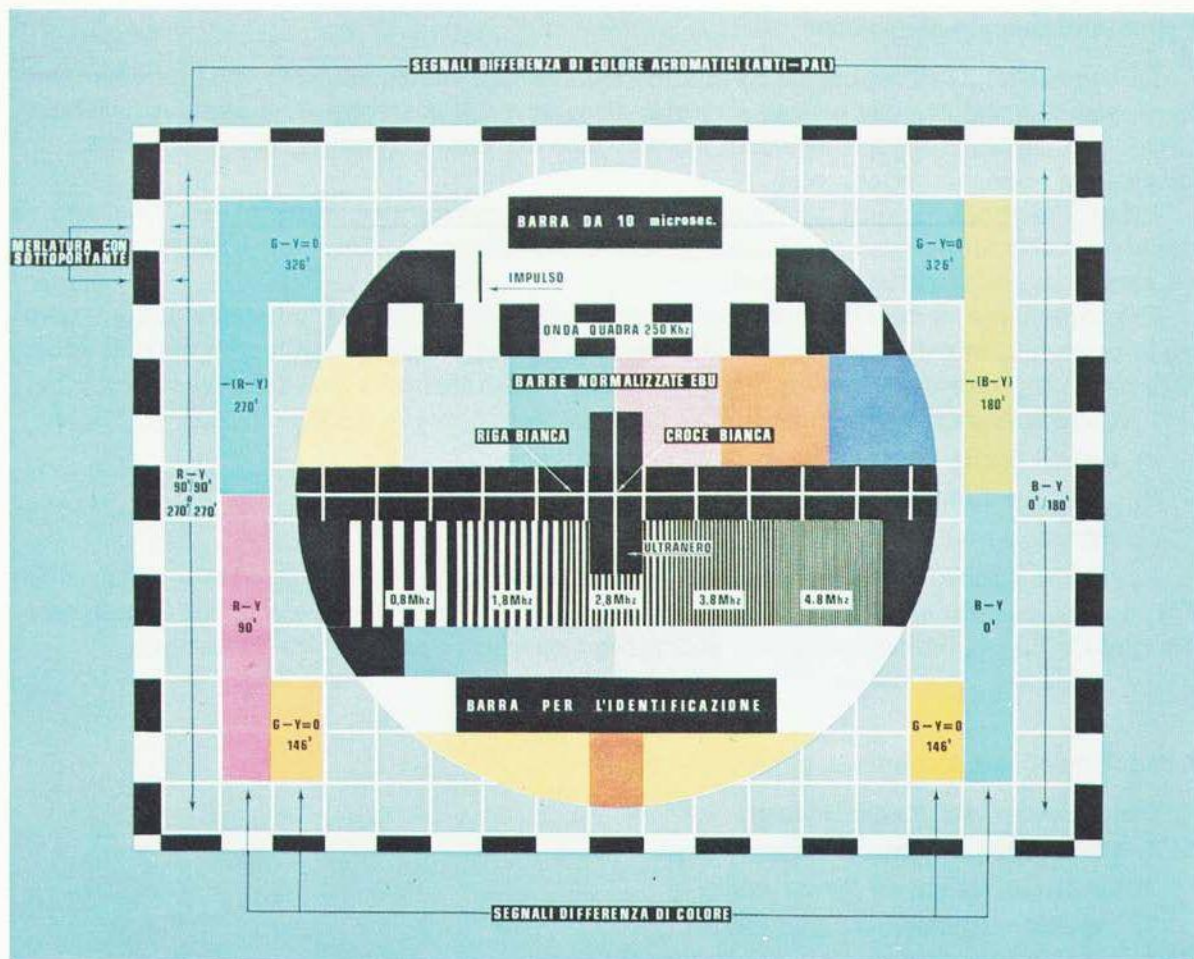


Fig. 3.10.1

La superficie delimitata dal reticolo ha le dimensioni in rapporto 4/3, per cui essa risulterà utile sia per il controllo del rapporto dimensionale che per quello di ampiezza e linearità delle scansioni; infatti, in condizione di corretto funzionamento, i quadrati delimitati dalle linee del reticolo debbono risultare uguali in ogni parte dell'immagine. Tale controllo è completato dal cerchio ad elevata stabilità avente un diametro pari a 12 lati dei quadrati del reticolo.

Altri controlli resi possibili dall'impiego del reticolo, riguardano la focalizzazione, le aberrazioni geometriche e le convergenze dinamiche dei cinescopi tricromatici.

Una corretta focalizzazione è avvertita dalla «nitidezza» delle righe che compongono il reticolo stesso, nitidezza che deve avvenire ai bordi come al centro dell'immagine dove, come vedremo, trovano posto altri segnali (croce bianca su campo nero) idonei a verificare le geometrie stesse. Le righe verticali devono essere dritte e parallele, nel qual caso, risulteranno assenti le aberrazioni geometriche.

Per quanto concerne le geometrie, la croce bianca posta al centro dell'immagine permette il controllo e la regolazione della convergenza statica nonché la focalizzazione al centro.

Errori di interlacciamento sono evidenziati dalla riga orizzontale centrale bianca formata da due linee televisive, una per semiquadro, la quale subisce una variazione di dimensione verticale opposta alle variazioni delle righe orizzontali del reticolo.

Infatti la cadenza di analisi in senso verticale di queste righe è invertita rispetto a quella delle altre righe bianche orizzontali, per cui un imperfetto interlacciamento si ripercuote con una variazione dello spessore di questa riga, complementare a quello delle altre che compongono il reticolo.

### 3.10.2 Segnali monocromi

Sono:

- a) Pacchetti di frequenza sinoidale (Multiburst)
- b) Onda quadra a 250 KHz
- c) Scala dei grigi
- d) Impulso a spillo
- e) Barra nera di 10  $\mu s$
- f) Barra nera di identificazione
- g) Ultranero.

#### a) Pacchetti di frequenza

Inferiormente alle barre di colore EBU sono ubicati dei treni di onde sinoidali a livello 100% di frequenza:

$$0,8 - 1,8 - 2,8 - 3,8 - 4,8 \text{ MHz}$$

Tale sequenza di frequenze consente il controllo della risoluzione e della larghezza di banda del canale di luminanza e del canale cromatico nonché dell'esatta relazione di offset prevista dal sistema PAL.

Per il controllo dei primi due punti, la rigatura verticale ottenuta con i segnali sinoidali deve (per la frequenza dei pacchetti contenuti nella banda video) apparire distinta con escursione dal bianco al nero, escludendo il 4,8 MHz, trovandosi tale frequenza al limite della banda.

La larghezza di banda cromatica sarà visualizzata dall'intermodulazione (cross color) sui pacchetti a 3,8 e a 4,8 MHz. La mancanza di cross color denota una banda cromatica ristretta. Ci sembra comunque doveroso ricordare come, con la denominazione «cross color», si definisce il disturbo che le componenti di luminanza, contenute nella banda cromatica, producono sul segnale video completo.

È interessante rilevare come il cross color che appare sul pacchetto di frequenza a 4,8 MHz possa visualizzare anche eventuali errori nell'offset PAL.

Ricordiamo come tale sistema preveda un legame rigido tra le frequenze di riga e di sottoportante, espresso dalla relazione:

$$F_{SP} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) F_H + F_Q \quad \text{da cui}$$

$$F_H = \frac{F_{SP} - 25}{1135} 4$$

### 3.10.3 SEGNALI CROMATICI

Se tale relazione tra le due grandezze è corretta, la struttura determinata dal cross color, pur scorrendo in senso verticale, deve risultare priva di scorrimento orizzontale. Ovviamente tale controllo interessa in modo particolare gli apparati di trasmissione che generano le grandezze stesse.

#### b) *Onda quadra a 250 KHz*

Questo segnale è trasmesso con livello pari al 75% e consente la verifica strumentale della risposta video all'onda quadra, con possibilità di controllo delle eventuali distorsioni dei fronti, evidenziate da sovraoscillazioni.

#### c) *Scala dei grigi*

Comprende 6 livelli con incrementi del 20% tra gradini adiacenti e consente il controllo della linearità della catena trasmissione-ricezione. Si tratta di un controllo strumentale che consiste nel verificare, con l'ausilio di un oscillografo, se la differenza di livello tra i vari gradini è costante.

Per quanto riguarda i ricevitori, il segnale della scala dei grigi si presta a verificare un eventuale sbilanciamento nel rapporto delle correnti catodiche del cinescopio. Se tali rapporti sono esatti, a tutti i livelli della scala non debbono essere presenti dominanti, ossia la scala dei grigi risulterà in tal caso acromatica.

#### d) *Impulso a spillo*

Tale segnale, incluso sia superiormente all'onda quadra di 250 KHz, che inferiormente nella barra nera, (quest'ultimo è escludibile essendo possibile inserire nella barra stessa una scritta elettronica di identificazione) permette di controllare la presenza di riflessioni sull'immagine ricevuta. Nella visione strumentale di tale impulso, possono essere effettuati molti altri controlli simili a quelli resi possibili dall'impiego dell'impulso caratteristico  $2T$ .

#### e) *Barra nera di durata 10 $\mu$ s*

Essa è posta nella parte superiore dell'immagine, tra le merlature e l'onda a 250 KHz.

Evidenzia una non corretta risposta alle basse frequenze visualizzando striscionamenti o «code» sul suo lato destro. La sua funzione è analoga a quella della stessa barra contenuta nel noto cartello C - RTMA.

#### g) *Segnale ultranero*

Nella zona centrale dei pacchetti di frequenza (multiburst) è posto il rettangolo definito ultranero il cui livello è del 3% inferiore al livello del nero; consente una più accurata regolazione della luminosità del cinescopio. La brillantezza dovrà essere regolata, partendo dal massimo valore sino al limite di percezione tra la superficie dell'ultranero ed il nero dell'immagine adiacente.

### 3.10.3 Segnali cromatici

Per quanto concerne i segnali cromatici, il nuovo monoscopio, oltre alle normali barre di colore EBU di saturazione 100% e ampiezza 75%, comprende:

a) Segnali acromatici (anti-PAL) con fase costante  $(R - Y)$  e  $\pm (B - Y)$

- b) Segnali differenza di colore  $\pm (R - Y)$ ,  $\pm (B - Y)$  e  $(G - Y) = 0$  di cui la figura 3.10.2 ne riporta la loro rappresentazione vettoriale
- c) Rettangolo rosso di  $3 \mu\text{s}$  in campo giallo.

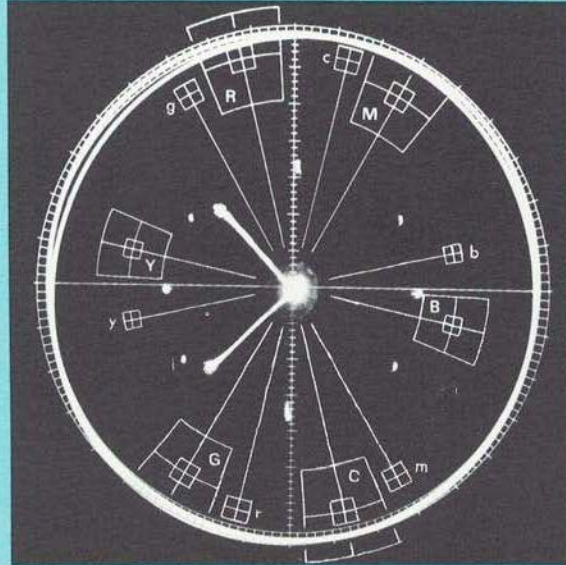


Fig. 3.10.2

### 3.10.4 Segnali anti-PAL - Verifica ottica dei demodulatori sincroni

Tali segnali, così denominati per la loro polarità opposta a quella prevista per gli assi di modulazione PAL [ $\pm (R - Y)$  e  $(B - Y)$ ], sono situati nelle parti estreme (destra e sinistra) dell'immagine, per una durata di  $3 \mu\text{s}$  e si estendono per tutto il quadro.

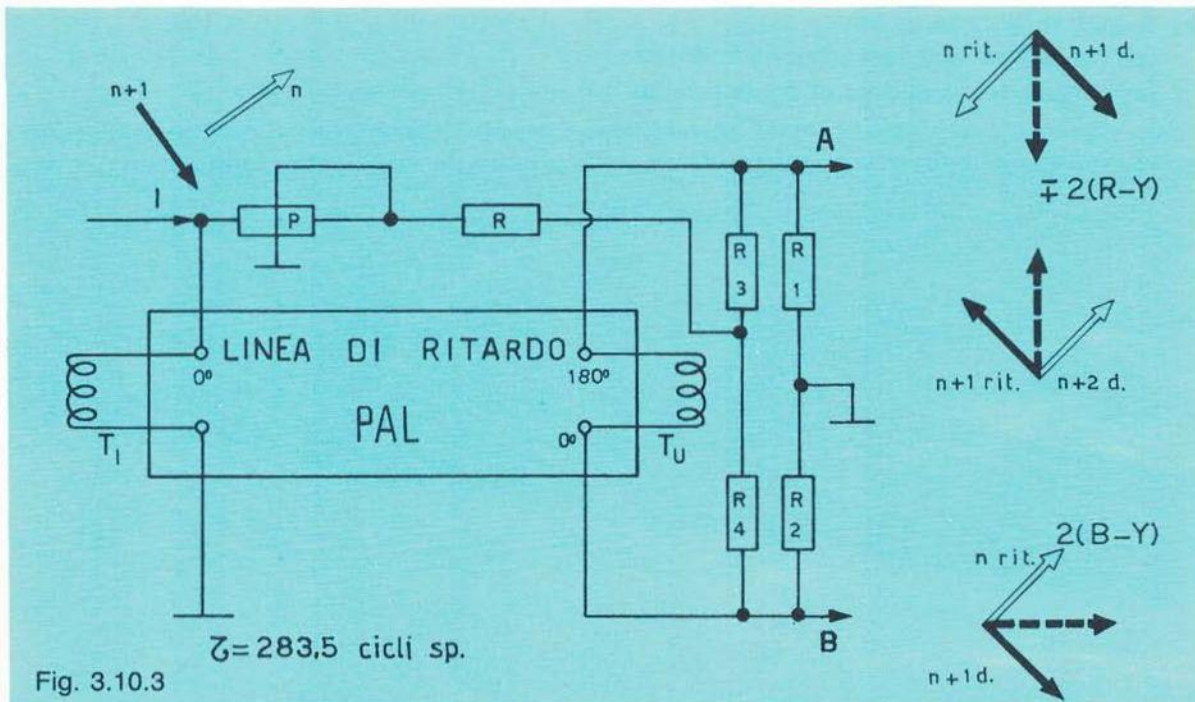
La figura 3.10.1 illustra appunto la loro posizione; la barra acromatica di sinistra, come è possibile rilevare dalla figura stessa, si estende anche per i due rettangolini della merlatura perimetrale.

La luminanza pertinente alle due barre in oggetto è regolabile unitamente al fondo grigio, mentre il livello cromatico è costante e pari a quello fissato per i segnali differenza di colore.

Come accennato,  $(R - Y)$  è a fase costante (positivo o negativo) casuale, mentre  $(B - Y)$  viene sequenzialmente invertito a frequenza di riga con fase  $0^\circ$  e  $180^\circ$ .

Ora, se il decodificatore del ricevitore (o monitor) è correttamente allineato, le barre acromatiche devono risultare veramente tali, ossia prive di colorazione.

Vediamo di chiarire il motivo dell'acromaticità delle barre estreme pur constatando, come dimostra l'oscillogramma in assi polari dei segnali anti-PAL riportato in figura 3.10.2, come tali barre siano presenti invece come segnali cromatici. A questo punto, per comodità del lettore, è bene riassumere il funzionamento della linea di ritardo, inserita nel decodificatore PAL, che provvede a discriminare i segnali differenza di colore prima che questi vengano avviati ai demodulatori sincroni.



Ci riferiamo quindi al caso più generale e diffuso di decodifica PAL standard, stabilendo così un confronto immediato tra l'azione dei segnali PAL e quella degli anti-PAL sull'organo di discriminazione che è appunto la linea ultrasonica.

La figura 3.10.3 riporta lo schema di principio classico dell'impiego della linea di ritardo ultrasonico e ad essa faremo riferimento.

Il segnale cromatico presente all'ingresso (punto  $I$ ) della linea segue due vie: una attraverso il potenziometro  $P$  in serie ad  $R$ ; l'altra rappresentata dalla linea stessa.

I punti  $A$  e  $B$  di uscita della linea sono in opposizione di fase, grazie al bifilare  $T_u$  ed ai resistori  $R_1$ ,  $R_2$ . Come è noto, la linea contiene un numero intero di cicli o semicicli di sottoportante, con un tempo di ritardo il più prossimo possibile al periodo di riga, ossia  $64 \mu s$ . Se la sua lunghezza fisica è, come accade in pratica, tale da accogliere 283,5 cicli di sottoportante (pari ad un ritardo di  $63,944 \mu s$ ), la tensione di ingresso e quella di uscita risultano in opposizione di fase.

Consideriamo pertanto il punto  $A$  (fig. 3.10.3) in opposizione di fase con la tensione di ingresso, per cui  $B$  risulterà in fase.

Allorché all'uscita della linea è presente il vettore della riga  $n$ , ai sommatore avremo, attraverso la via diretta, quello pertinente alla riga  $(n + 1)$  in ritardo temporale di  $64 \mu s$ .

Nel punto  $A$  il vettore  $n$  (ruotato di  $180^\circ$  rispetto alla sua fase all'ingresso della linea) si sommerà con  $(n + 1)$ , dando luogo al vettore risultante  $-2(R - Y)$ .

Nel punto  $B$  esso si sommerà, per quanto detto in precedenza, al vettore  $(n + 1)$ , ma con fase immutata liberando la componente  $2(B - Y)$ . Ripetendo il discorso per  $(n + 1)$  ritardato e  $(n + 2)$  diretto, otterremo in  $A$  una componente pari a  $+2(R - Y)$  mentre in  $B$  ancora  $2(B - Y)$ .

Ai demodulatori sincroni non si richiederà in tal caso estrema precisione nella relazione di fase tra la grandezza da demodulare e la sottoportante di riferimento, essendo la discrimina-



zione tra le due grandezze modulate già avvenuta per opera della linea di ritardo.

Risulta chiaro, richiamandoci ancora alla figura 3.10.3, come dalle operazioni di somma e differenza vettoriale, si liberino le componenti situate sugli assi  $(B - Y)$  e  $\pm (R - Y)$ , a condizione che siano esatte le ampiezze e le fasi dei vettori diretto e ritardato.

In altri termini, poiché il vettore ritardato subisce un'attenuazione da parte della linea, è necessario regolare l'attenuazione di quello diretto mediante il potenziometro  $P$ .

Per quanto riguarda le fasi, affinché la tensione di ingresso e quella di uscita (punto  $A$ ) siano rigorosamente in opposizione, è indispensabile che la lunghezza fisica della linea sia corretta, come già è stato rilevato; piccoli errori possono essere corretti mediante variazione dell'accordo di  $T_1$ , il quale risuona sulla frequenza di sottoportante, con la capacità di ingresso della linea stessa.

Dopo questo brevissimo esame del funzionamento della linea PAL come elemento discriminante dei segnali d.d.c., vediamo ora il comportamento in presenza dei segnali anti-PAL,  $(R - Y)$  e  $\pm (B - Y)$ .

### 3.10.5 Linea di ritardo PAL in presenza dei segnali acromatici

Consideriamo la linea alimentata dalla barra acromatica di sinistra con fase costante  $+(R - Y)$  riferendoci, per le nostre considerazioni, alla figura 3.10.4.

Nel punto  $A$  si presenta il vettore della riga  $n$  con fase  $-(R - Y)$  contemporaneamente a quello  $(n + 1)$  diretto con fase  $+(R - Y)$ , indi nuovamente  $(n + 1)$  ritardato con fase  $-(R - Y)$  ed  $(n + 2)$  diretto con fase  $(R - Y)$  positivo; quindi, se ampiezza e fasi della linea di ritardo sono corrette, al demodulatore sincrono  $(R - Y)$  sarà presente una tensione nulla.

Nel punto  $B$ , poiché non intervengono inversioni, si otterrà una successione di vettori a fase  $(R - Y)$  costante.

Il demodulatore  $(B - Y)$  verrà alimentato quindi da una tensione pari a  $2(R - Y)$ , ma non rivelerà alcuna grandezza, poiché la sottoportante è immessa al demodulatore con fase  $(B - Y)$  e risulta pertanto in perfetta quadratura con i prodotti di modulazione. Si ricorda come la tensione di uscita dei rivelatori sincroni valga approssimativamente:

$$V_U = V_{max} \cos \alpha \quad [1]$$

dove con  $V_{max}$  si intende la tensione in uscita dal rivelatore nella condizione esatta di fase, e con  $\alpha$  l'errore angolare rispetto a tale condizione.

Riassumendo, quando è presente il segnale acromatico  $(R - Y)$ , i demodulatori sincroni non liberano alcuna tensione: il demodulatore omonimo, perché alimentato con tensione nulla;  $(B - Y)$  perché la tensione che lo alimenta è in quadratura con la sottoportante di riferimento.

Pertanto, la barra acromatica risulterà tale, se le relazioni di fase sono corrette. È però sin troppo evidente che, se la fase ai demodulatori sincroni non è regolata esattamente (ossia per  $\alpha$  della [1] diverso da  $90^\circ$ ),  $(B - Y)$  libererà una tensione spuria proporzionale all'errore di fase, colorando di conseguenza la barra acromatica di estrema sinistra, contenente appunto  $(R - Y)$ .

Facendo ancora riferimento alla figura 3.10.4, esaminiamo il segnale della barra acromatica destra, che si presenterà all'ingresso della linea con fase  $\pm (B - Y)$ , come sottolineato più volte.

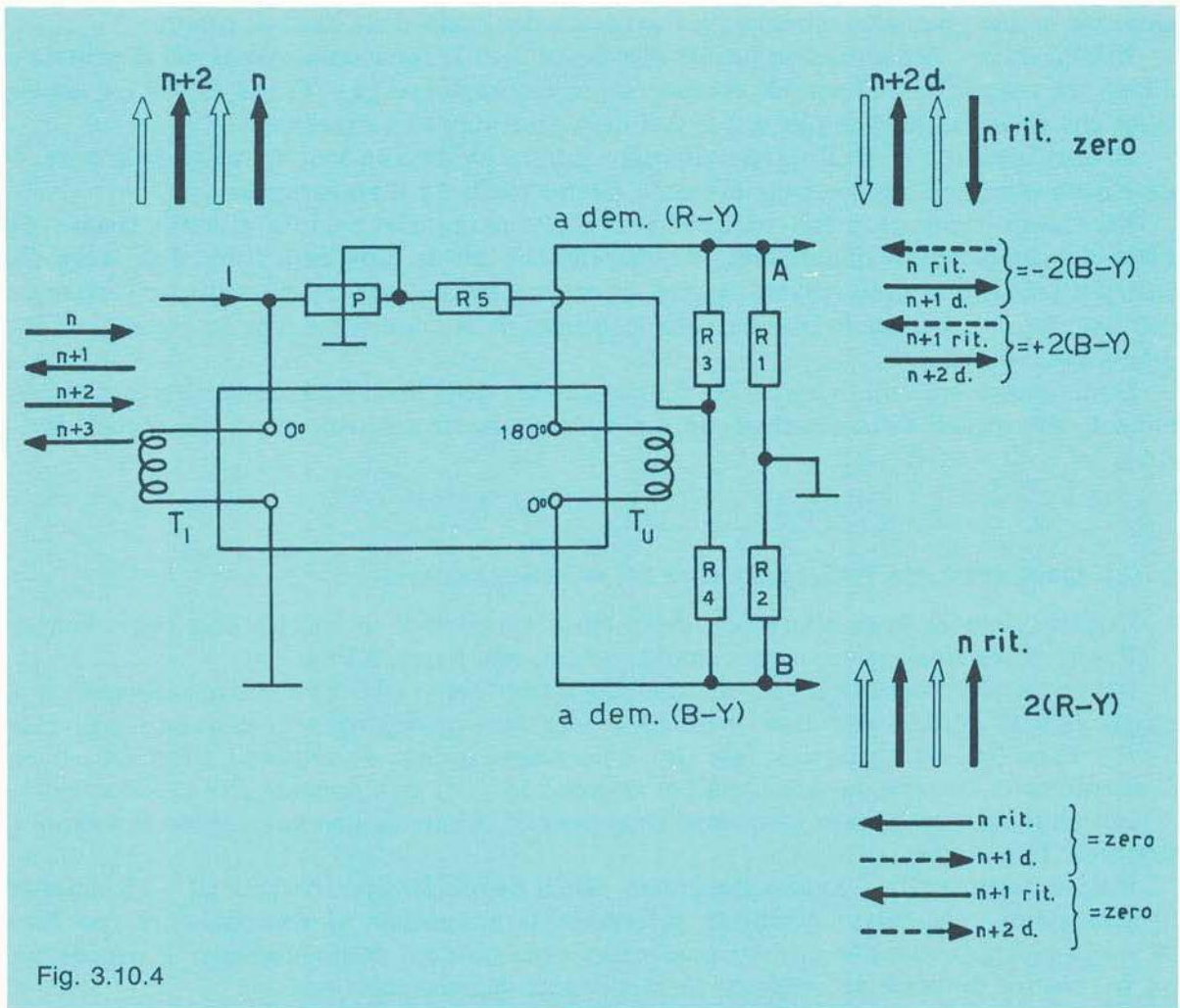


Fig. 3.10.4

Al demodulatore  $(R - Y)$ , considerando la ormai nota inversione di  $180^\circ$  dovuta alla linea stessa, si ottiene alternativamente un segnale spurio  $\pm 2(B - Y)$  che, per ragione analoga al caso precedente, non verrà demodulato, a condizione che il demodulatore  $(R - Y)$  sia perfettamente allineato.

Al punto  $B$  sarà invece presente, nel caso specifico, una tensione nulla. Anche in questa circostanza, l'imperfetta relazione di fase al demodulatore  $(R - Y)$  consentirà la rivelazione della componente spuria, con conseguente colorazione della barra di destra. Giova ricordare come il demodulatore sincrono  $(R - Y)$  continui nella sua operazione di commutazione, a frequenza di riga, della fase della sottoportante o dei prodotti di modulazione, come previsto dal sistema PAL, a prescindere dalla trasmissione della componente  $(R - Y)$  a fase costante.

Per concludere, i segnali acromatici sono utili per verificare se i demodulatori sincroni sono correttamente allineati. In tal caso le barre che li contengono risulteranno prive di colore.

In caso contrario si coloreranno entrambe se i due demodulatori sono fuori taratura, altrimenti si colorerà la barra a denominazione discordante rispetto a quella del demodulatore non perfettamente regolato.

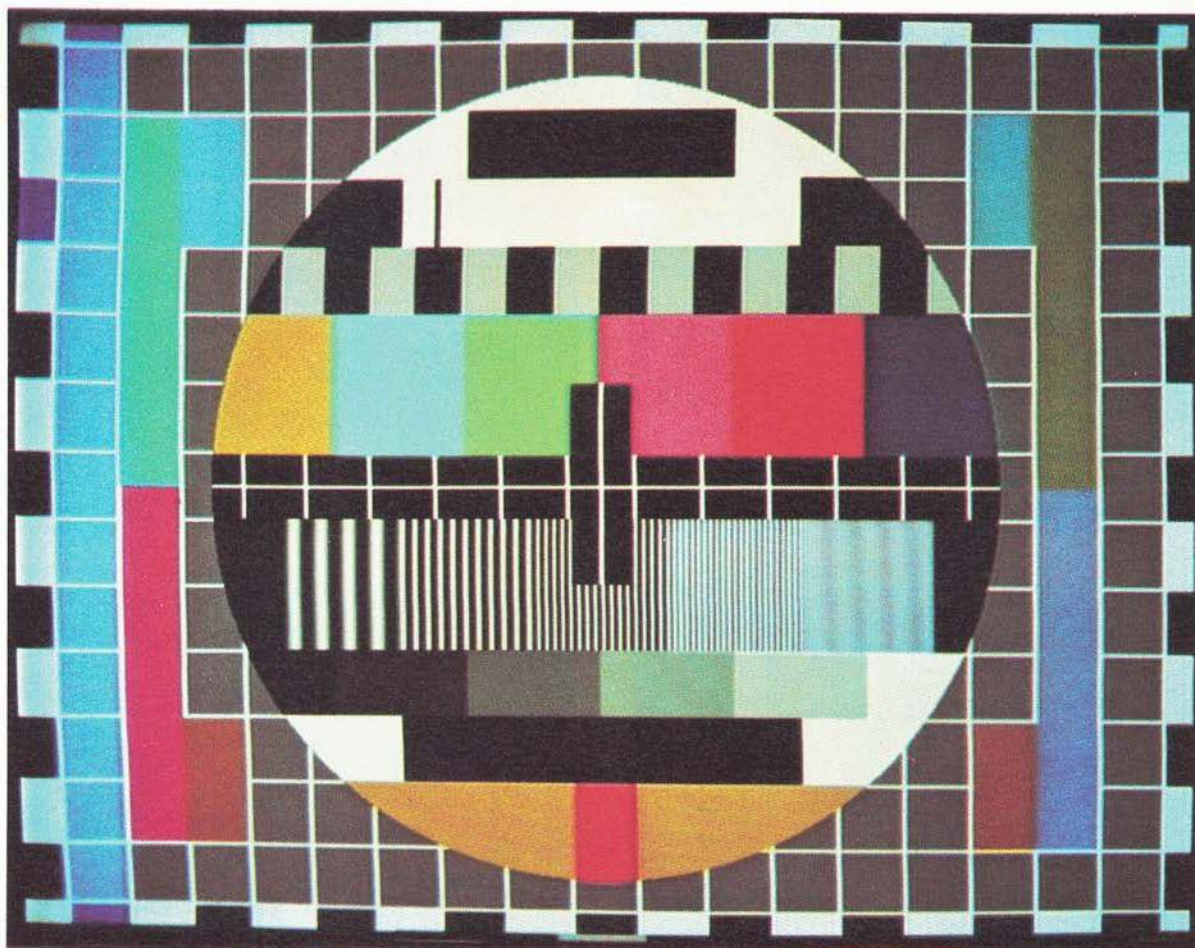


Fig. 3.10.5

In altre parole si colora la barra di estrema sinistra ( $R - Y$ ) se è disallineato il demodulatore sincrono ( $B - Y$ ) e viceversa. La tinta assunta dalla barra che non risulterà più acromatica dipenderà dal segno dell'errore di fase.

La figura 3.10.5 riporta il monoscopio in presenza di errore di fase al demodulatore ( $B - Y$ ).

L'errore di fase ai demodulatori si ripercuote logicamente anche sulle barre contenenti i segnali d.d.c., le quali subiranno una desaturazione proporzionale all'errore stesso.

L'effetto visivo è però meno marcato del precedente.

### 3.10.6 Verifica ottica del separatore di Burst

La sottoportante della barra acromatica di sinistra si estende anche per circa  $3\text{ ms}$  (circa 50 righe TV) lungo l'estrema merlatura bianco e nero (fig. 3.10.2) ed ha lo scopo di consentire la verifica della corretta fase della porta, preposta a separare il burst, rispetto a quest'ultimo.

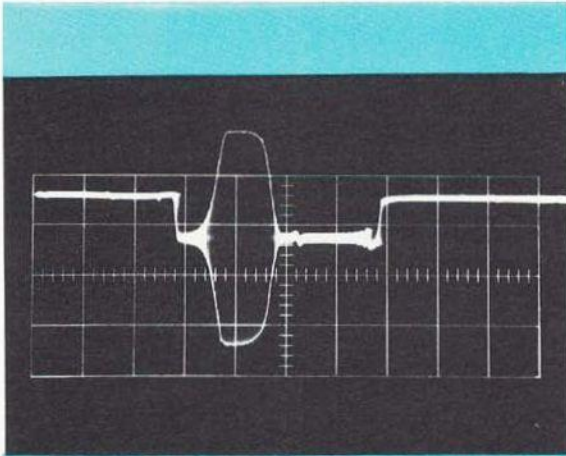


Fig. 3.10.6

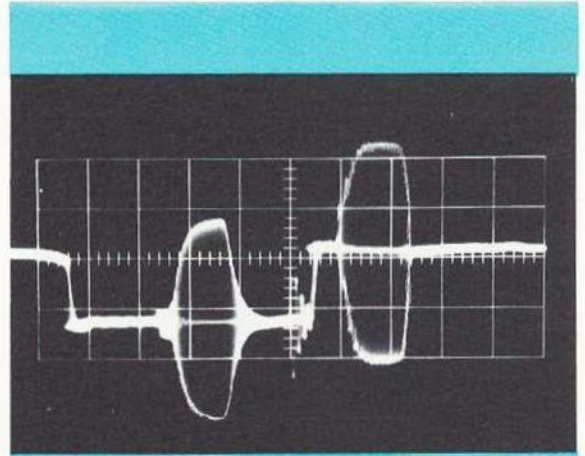


Fig. 3.10.7

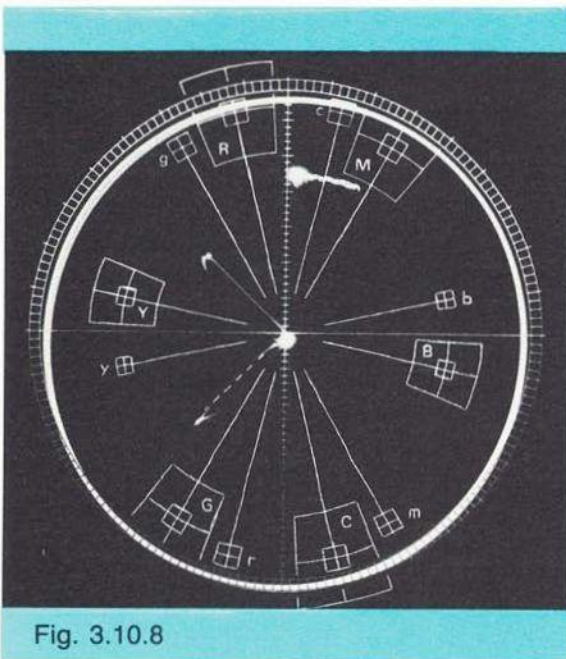


Fig. 3.10.8

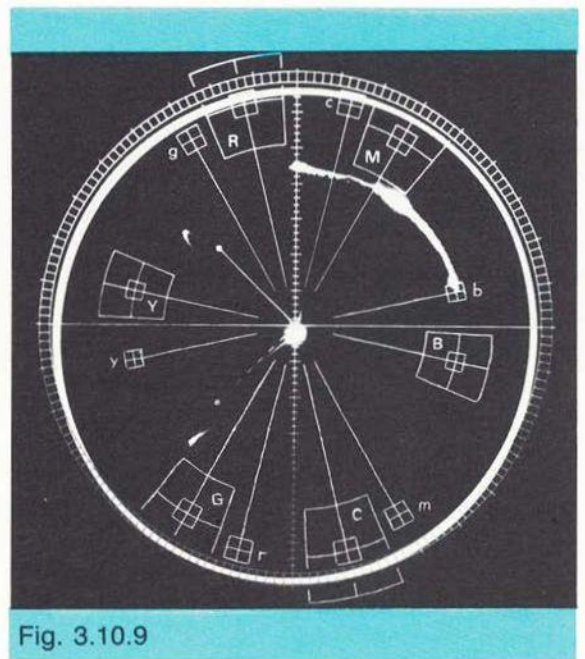


Fig. 3.10.9

Infatti, se per un difettoso funzionamento dei circuiti di sincronizzazione orizzontale del ricevitore o monitor si ha l'agganciamento di riga con fase errata, a parte l'instabilità conseguente della sincronizzazione stessa, si verifica che la porta burst, anziché liberare esclusivamente il sincronismo di colore, come dimostra la figura 3.10.6, separerà anche la sottoportante a fase costante ( $R - Y$ ), che si trova all'inizio attivo della scansione (fig. 3.10.7).

In tal caso, il rigeneratore di sottoportante subirà, nel decodificatore, un pendolamento continuo tra la posizione di fase corretta di agganciamento e questa nuova condizione anomala che, essendo causata da sottoportante a fase ( $R - Y$ ), risulterà in quadratura con la precedente.

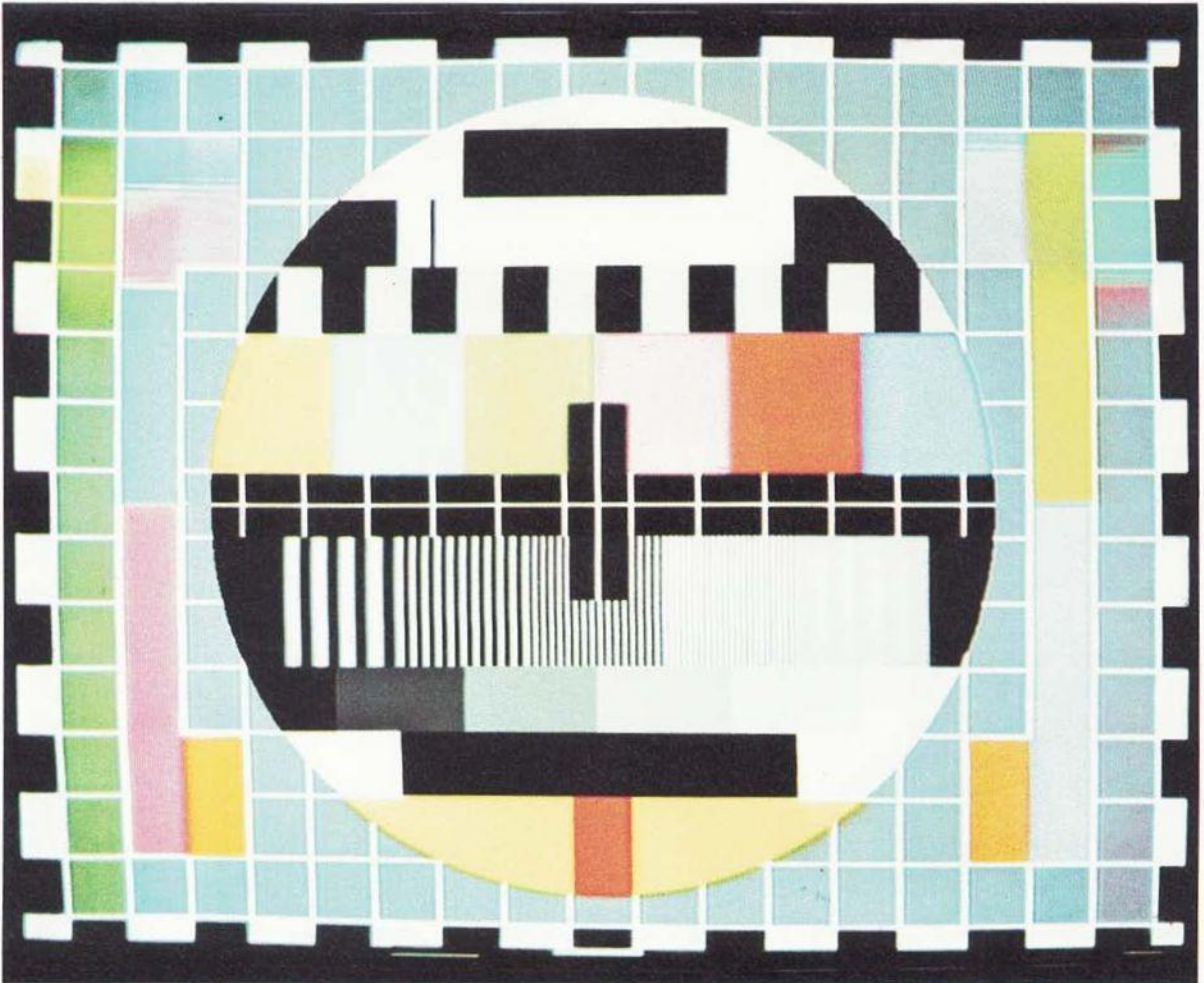


Fig. 3.10.10 a)

L'oscillatore, come è noto, si aggancia a  $90^\circ$  rispetto alla media del burst alternato (fig. 3.10.8) ossia sull'asse ( $R - Y$ ); allorché la porta burst libera anche la grandezza spuria dovuta alla barra acromatica, il rigeneratore di sottoportante si sincronizzerà con difficoltà, con variazioni periodiche di fase di  $90^\circ$  (fig. 3.10.9) per le 50 righe televisive in cui esiste, sulla merlatura perimetrale, la sottoportante a fase ( $R - Y$ ) costante.

Inoltre il «jetter» provocherà sui demodulatori sincroni variazioni di fase alla sottoportante di riferimento, che si tradurranno praticamente nella colorazione delle barre acromatiche. Se l'errore dovuto a fase errata del burst è tale da interessare solamente i circa 3 ms della merlatura, si visualizzerà la colorazione delle barre acromatiche per le 50 righe o poco più, a cui accennato. Se l'errore è di maggior entità, il «jetter» sussisterà per tutto il quadro, per cui sia la perdita del sincronismo di colore che la colorazione delle barre estreme interesseranno le barre acromatiche per l'intera immagine (fig. 3.10.10 a e b).

La figura 3.10.11 riporta il dettaglio della porzione di barra di estrema destra non più acromatica per imperfetta separazione del burst e del campo adiacente ( $V - Y$ ) = 0 con perdita del sincronismo di colore.

3.10.6 VERIFICA OTTICA DEL SEPARATORE DI BURST

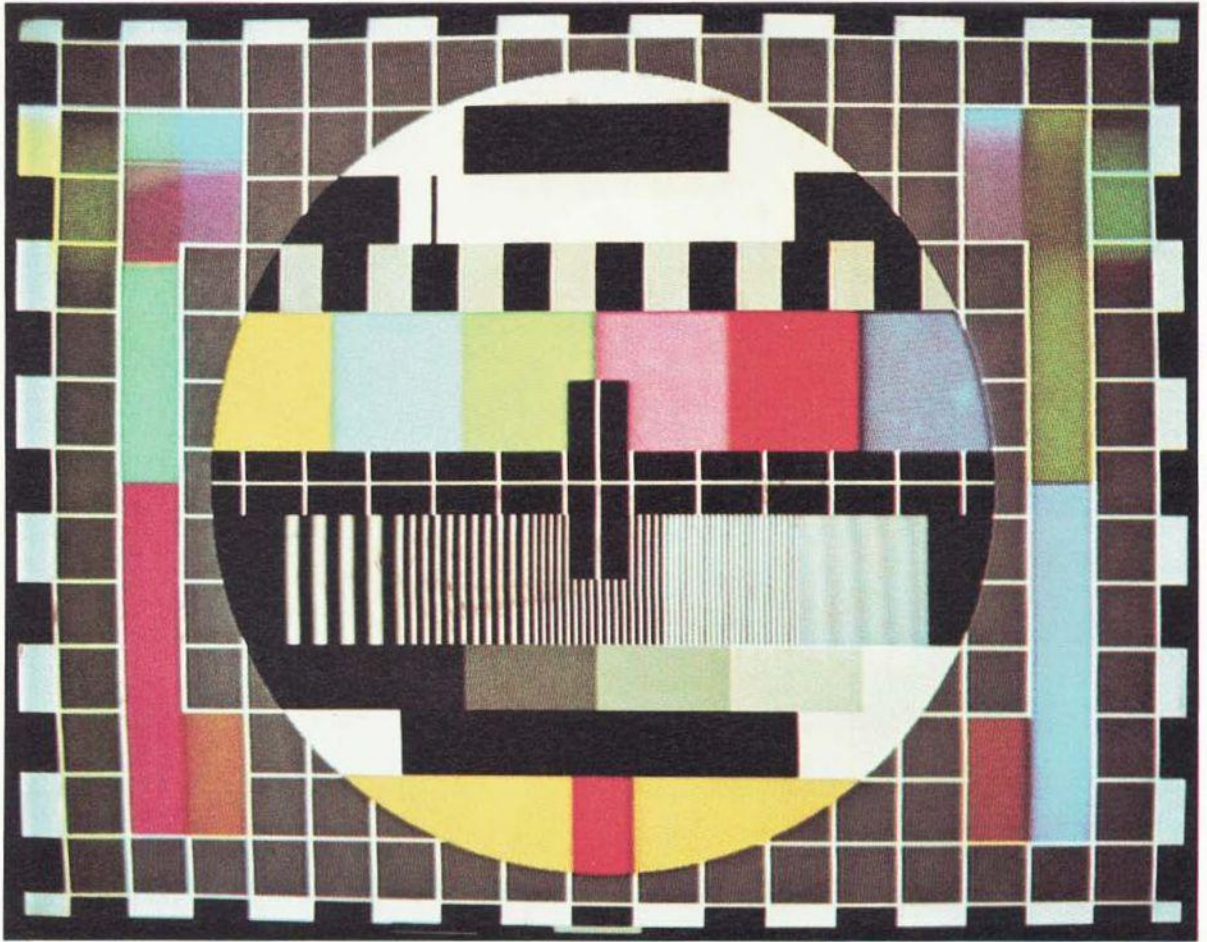


Fig. 3.10.10 b)

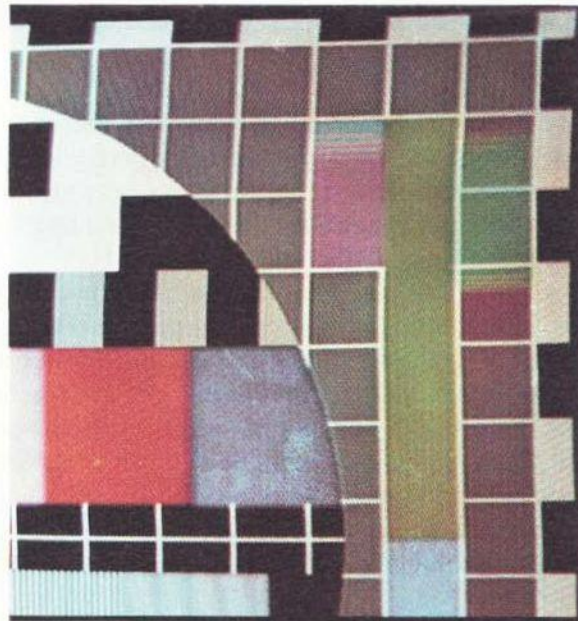


Fig. 3.10.11

## 3.10.7 Verifica ottica della messa a punto della linea di ritardo

Abbiamo più volte ribadito come, per un corretto funzionamento della linea di ritardo, sia le ampiezze dei vettori diretto e ritardato, che le loro fasi debbano essere corrette. Supponiamo ora che la linea, alimentata con i segnali acromatici, non sia perfettamente regolata per quanto riguarda le ampiezze; prendiamo in considerazione, a titolo di esempio, il caso in cui il potenziometro  $P$  sia regolato in modo da attenuare il segnale diretto in modo insufficiente. Riferendosi alla figura 3.10.12 che riporta ancora lo schema generale di impiego della linea, noteremo che al demodulatore  $\pm (R - Y)$  la tensione non è più nulla ma è, nel caso specifico, positiva. Poiché in ricezione, come sottolineato, la commutazione a cadenza di riga a tale demodulatore, avviene regolarmente, si otterrà all'uscita di quest'ultimo un segnale a fase  $\pm (R - Y)$  con ampiezza costante.

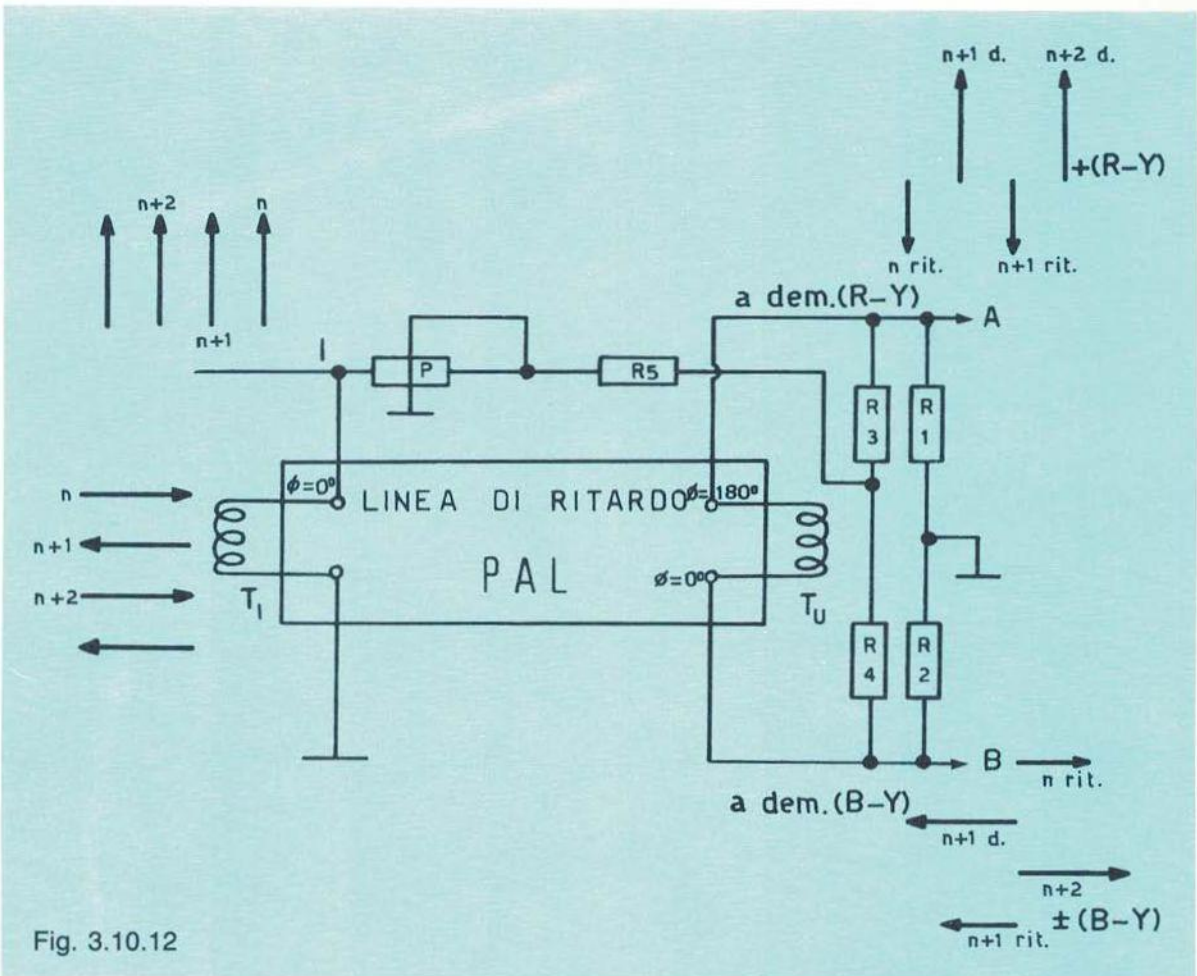


Fig. 3.10.12

L'informazione di crominanza che, sommata alla luminanza, alimenterà i fosfori del cinescopio, si presenterà quindi con ampiezze diverse a righe alterne.

Il colore viene riprodotto ad ogni trama a linee alterne con differente cromaticità e quindi identica variazione si ottiene in una stessa linea in due quadri successivi.

L'occhio compone la cromaticità delle due linee adiacenti di una stessa trama e, per persistenza media, quelle appartenenti a quadri successivi. In complesso, entro certi limiti dell'errore, non si nota alcuna variazione cromatica. Al contrario le righe d'analisi appaiono però alternativamente più o meno luminose generando il caratteristico disturbo definito «effetto veneziana».

In presenza di errore di ampiezza, sulla barra acromatica di sinistra, nel caso specifico considerato, apparirà il disturbo definito poc'anzi e che si presenta come una striatura orizzontale scorrevole verticalmente.

Se esaminiamo il comportamento della linea con il segnale acromatico della barra destra  $\pm (B - Y)$ , notiamo come al demodulatore omonimo si ottiene, a linee alterne, un segnale  $\pm (B - Y)$ . Poiché in decodifica la fase dell'asse  $(B - Y)$  è costante, si otterrà il medesimo effetto riscontrato per la barra acromatica precedente.

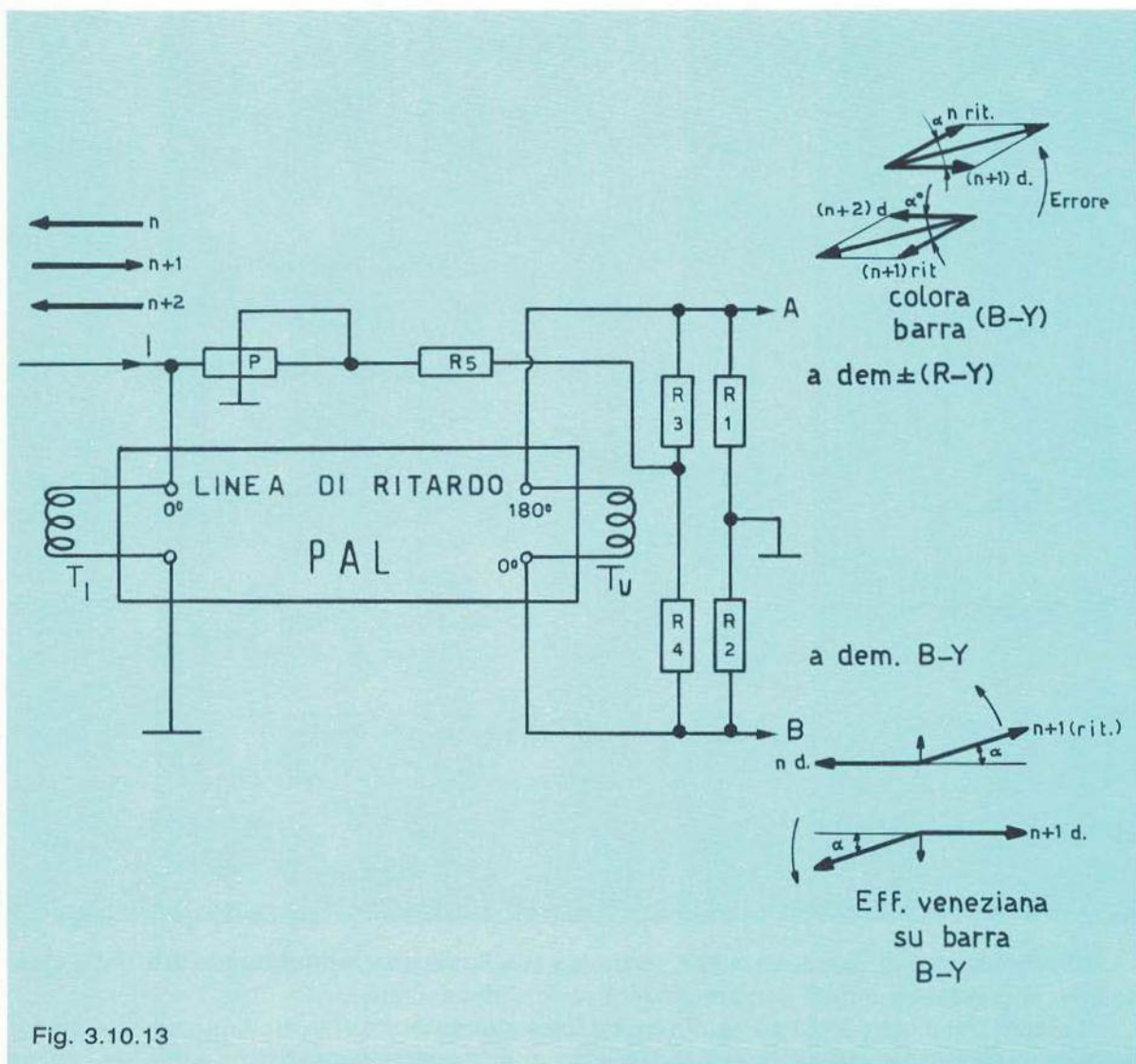


Fig. 3.10.13



Concludendo, le barre acromatiche visualizzano anche errori di ampiezza dovuti alla linea di ritardo con l'apparizione del disturbo a striatura orizzontale definito «effetto veneziana».

Rimane ora da prendere in considerazione l'errore di fase introdotto dalla linea di ritardo stessa, errore che verrà ancora evidenziato, oltre che dalle barre contenenti i segnali differenza di colore, dai segnali anti-PAL contenuti nelle barre acromatiche.

Considerando ancora una volta lo schema di principio d'impiego della linea di ritardo sia in presenza dei segnali d.d.c. che dei segnali anti-PAL, si può constatare che un errore di fase tra segnale diretto e ritardato viene evidenziato come «effetto veneziana» su tutte le barre cromatiche e acromatiche mentre queste ultime, inoltre, si colorano.

La figura 3.10.13 riporta il comportamento della linea in presenza dei segnali anti-PAL per un errore di fase dovuto a imperfetta regolazione di  $T_l$ .

### 3.10.8 Verifica ottica del ritardo luminanza-crominanza

Il rettangolo rosso, della durata di  $3 \mu s$ , inserito sul fondo giallo (parte inferiore del monoscopio di figura 3.10.1) è particolarmente idoneo a rilevare errori di fase tra l'informazione di luminanza e crominanza. Esso consente altresì il controllo visivo delle transizioni di colore.

Il forte divario di luminanza, pertinente ai due colori, dà luogo ad una transizione monocroma molto accentuata, per cui risulta più evidente la eventuale non coincidenza del fronte cromatico giallo-rosso con quello della luminanza. Misurando sullo schermo l'entità della non coincidenza tra il fronte della luminanza e quello di crominanza e rapportandolo al periodo utile della scansione orizzontale, si può determinare, con una certa approssimazione, il ritardo esistente tra le due informazioni. Anche una transizione giallo-rosso insufficientemente ripida viene posta in rilievo dal segnale suddetto.

Le figure 3.10.14 e 15 riportano il particolare della barra rossa rispettivamente nel caso di ritardo corretto e ritardo errato.

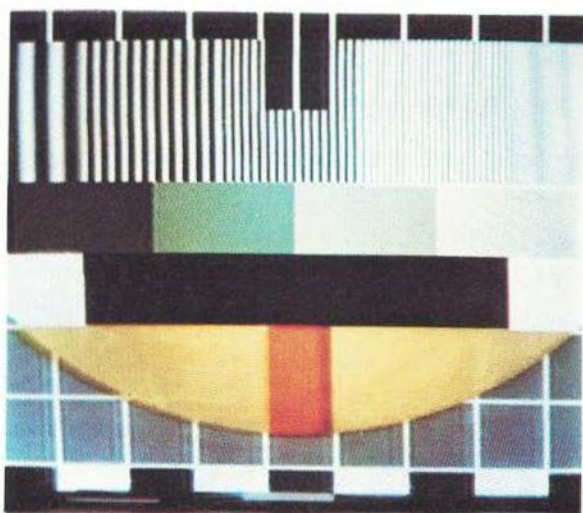


Fig. 3.10.14

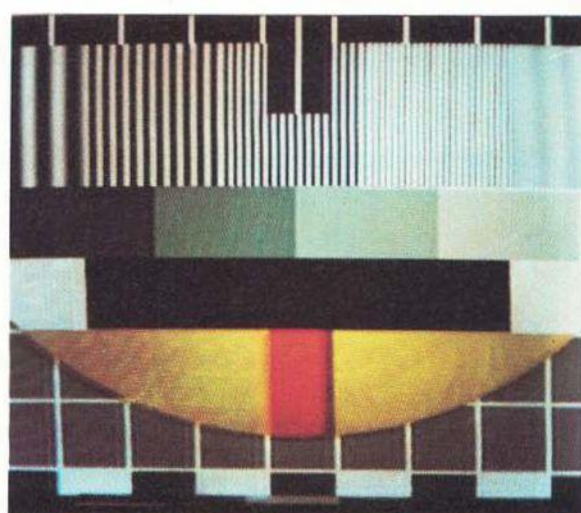


Fig. 3.10.15

## 3.10.9 Sequenza di barre di colore EBU

Come è noto, tale segnale si compone della successione di 8 barre: una bianca, una nera, tre con i colori primari rosso, verde, blu e tre con i complementari giallo, ciano e magenta.

Poiché le barre bianca e nera sono contenute nel monoscopio come parte di altri segnali, la sequenza di barre è limitata ai tre primari ed ai rispettivi complementari. Esse sono disposte secondo un ordine di luminanza decrescente; la loro saturazione è 100% e l'ampiezza 75%.

È possibile effettuare con questo segnale tutti quei controlli strumentali su una catena di codifica-decodifica impiegando il vettorscopio, che fornisce una rappresentazione in diagramma polare delle grandezze esaminate, e verificando che i loro punti estremi si inseriscano nelle apposite aree disegnate sul mascherino dello strumento, la cui superficie è funzione delle tolleranze prescelte. Il segnale di barre propone la condizione limite di colori a piena saturazione ed a massima luminanza.

Inserite nel monoscopio, inferiormente all'onda quadra a 250 KHz, le barre di colore consentono altresì di regolare in modo corretto il rapporto luminanza/crominanza; di tale regolazione desideriamo dare un breve cenno.

Attivando il solo cannone del Blu, è possibile osservare sullo schermo il corretto rapporto luminanza/crominanza confrontando la II, IV e VI barra della sequenza EBU con le alternanze positive del 250 KHz sovrastante.

Poiché tali alternanze, come detto, hanno livello pari al 75%, si regolano la saturazione ed il contrasto sino ad ottenere un'identica luminosità tra le barre cromatiche ed il 250 KHz. Il controllo va poi ripetuto separatamente per gli altri primari.

3.10.10 Campi cromatici  $(V - Y) = 0$ 

I 4 campi cromatici definiti  $(V - Y) = 0$  sono utili per il controllo ottico strumentale della matrice  $(V - Y)$ . La tinta del campo a fase  $146^\circ$  (che tra breve esamineremo), corrisponde, con buona approssimazione, al colore della pelle umana di tipo europeo, particolarmente idonea per una corretta regolazione (ottica) della saturazione.

Si ricorda che il segnale  $(V - Y)$ , ricavato in ricezione, è la combinazione lineare dei segnali d.d.c.  $(B - Y)$ ,  $(R - Y)$  secondo i coefficienti:

$$(V - Y) = -0,51(R - Y) - 0,19(B - Y)$$

Poiché la riduzione degli assi in trasmissione avviene con i coefficienti 1,14 e 2,03 rispettivamente per  $(R - Y)$  e  $(B - Y)$ , si ottiene in ricezione:

$$\begin{aligned}(V - Y) &= -0,51(R - Y) \cdot 1,14 - 0,19(B - Y) \cdot 2,03 = \\ &= -0,58(R - Y) - 0,38(B - Y)\end{aligned}$$

Vettorialmente la figura 3.10.16 esprime quanto detto in precedenza. L'asse contenente il vettore  $(V - Y) = 0$  sarà quindi in quadratura con quello contraddistinto con la lettera  $r$  (modulo di  $V - Y$ ).

Infatti, demodulando secondo l'asse  $A - A'$  (fig. 3.10.17),  $(V - Y)$  non può che risultare nullo essendo a  $90^\circ$ .

Infatti, sempre riferendosi al diagramma vettoriale di figura 3.10.17, possiamo scrivere:

$$(V - Y) = (r \cos 326^\circ \cdot 2,03 \cdot 0,19) + (r \sin 326^\circ \cdot 1,14 \cdot 0,51) = 0 \quad [2]$$

$$(V - Y) = (r \cos 146^\circ \cdot 2,03 \cdot 0,19) + (r \sin 146^\circ \cdot 1,14 \cdot 0,51) = 0 \quad [3]$$

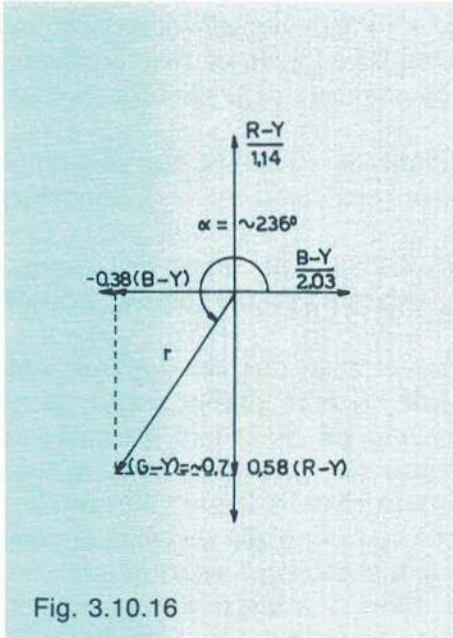


Fig. 3.10.16

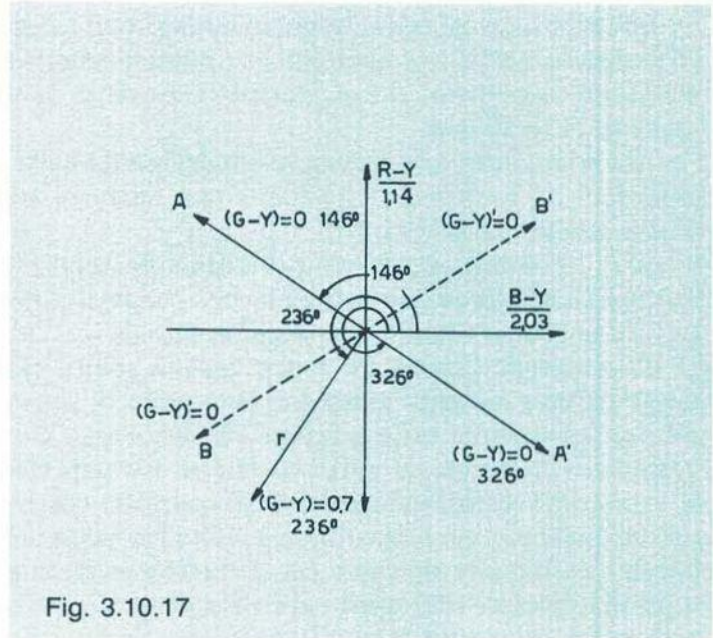


Fig. 3.10.17

In conformità con il sistema PAL, chiaramente anche l'asse  $(V - Y) = 0$  posto sulla retta  $AA'$  verrà commutato a cadenza di riga, ottenendo il coniugato complesso segnato sulla direttrice  $BB'$  di figura 3.10.17. Una crominanza rispondente a  $(V - Y) = 0$  può quindi essere trasmessa con fase eguale a  $146^\circ$  o  $326^\circ$ , perché nel ricevitore la matrice darà luogo, come dimostrano le [2], [3] ad un segnale nullo.

Come accennato precedentemente, il campo a fase  $146^\circ$  consente una regolazione corretta della saturazione in quanto, sia per eccesso che per difetto di tale regolazione, si ottiene rispettivamente una colorazione eccessivamente rossastra o sbiadita, ben lontana dal noto colore della pelle umana usato come campione.

La procedura per la verifica ottica della matrice di separazione del segnale  $(V - Y)$  è la seguente: con il cannone del verde interdetto, e la brillantezza regolata in modo che i neri dell'immagine risultino grigio scuro, anche al variare della saturazione, la barra verde della sequenza EBU di barre colorate deve apparire anch'essa grigio scuro, priva di dominanti. Infatti, avendo interdetto il cannone del verde (colore primario), non vi debbono essere sul cinescopio contributi all'eccitazione dei fosfori blu e rosso poiché i primari trasmessi sono saturi al 100%. Ovviamente il bilanciamento delle correnti catodiche dal nero al bianco deve essere stato verificato e regolato scrupolosamente in precedenza.

In altre parole variando la saturazione, anche per elevati valori della componente cromatica, non vi deve essere contributo alcuno da parte dei segnali  $(B - Y)$  e  $(R - Y)$  che compongono  $(V - Y)$ , quindi la barra rappresentante  $(V - Y) + Y = V$  deve risultare molto vicina al nero senza comunque dominanti.

Un errore di ampiezza del segnale  $(V - Y)$ , ossia un'ulteriore verifica all'operazione di matrice, può essere fatta dopo aver effettuato il precedente controllo, utilizzando i campi  $(V - Y) = 0$  e seguendo quest'altra procedura.

Si interdicono i cannoni rosso e blu e, variando la saturazione, si osservano i 4 campi  $(V - Y) = 0$ ; se la matricizzazione del segnale  $V - Y$  è corretta, i suddetti campi rimangono di tonalità verde costante senza denotare variazioni di brillantezza.

Infatti, i 4 campi citati rappresentano effettivamente  $(V - Y) = 0$ , a condizione che la matrice ricevente attui le combinazioni riportate nelle espressioni [2] e [3]. In tal caso il cannone verde, unico attivato, riceve, durante i 4 campi, la sola componente di luminanza, essendo appunto  $(V - Y) = 0$ .

Al variare della saturazione, ossia dell'entità della componente cromatica, non si rilevano variazioni, in quanto  $(V - Y)$  continua a rimanere zero, mentre la componente di luminanza  $Y$  non subisce variazioni.

Se la luminosità dei 4 rettangoli rappresentanti  $(V - Y) = 0$  varia al variare della saturazione, è chiaro come tale variazione possa esclusivamente giungere dalla componente cromatica, che in tal caso non risulterà più nulla.

Concludendo l'esame del monoscopio a colori, ci sembra di poter dire che il grande vantaggio offerto da quest'immagine elettronica di prova risiede nel fatto che un'analisi, anche solo esclusivamente ottica, delle varie distorsioni che appaiono sul cinescopio, permette un immediato intervento su quei circuiti che, per imperfetta messa a punto o per anomalia, sono la causa delle distorsioni stesse. Se al controllo visivo si fa seguire un'indagine strumentale, i segnali contenuti nel monoscopio stesso sono perfettamente rispondenti alla necessità di poter intervenire in modo adeguato per la corretta taratura e messa a punto degli apparati interessati, con particolare riferimento ai ricevitori ed ai monitori a colori. Si ottengono comunque ottimi risultati di messa a punto con il solo impiego del cinescopio come strumento di zero, e questo avviene in special modo per i segnali cromatici.

## 4.1 Generalità

Da tempo, sia gli enti televisivi che l'industria tendono a sviluppare soluzioni tecniche atte a fornire all'utente un prodotto qualitativamente migliore, comprendente una certa quantità di servizi non necessariamente legati all'informazione primaria trasmessa. In tale ottica, il servizio di radiodiffusione diretta da satellite nella banda  $11,7 \div 12,5$  GHz è stato pianificato con questa prospettiva, stabilendo sia le specifiche generali del sistema che i parametri tipici dei canali di trasmissione verso terra (potenza irradiata, tipo di modulazione, larghezza di banda, ecc.).

Evidentemente nel complesso segnale trasmesso, l'informazione sonora è quella che maggiormente si presta al cambiamento tecnologico, in virtù della sua limitata larghezza di banda, che ne consente la manipolazione in termini numerici.

La duttilità del sistema digitale consente anche l'invio, oltre alle informazioni fondamentali come video e suono abbinati, di un certo numero di servizi addizionali, diversificando maggiormente l'impiego del canale di trasmissione.

Questi sistemi di radiodiffusione di servizi soddisfano pertanto una notevole gamma di esigenze e sono basati sulla trasmissione di dati in forma numerica.

L'opportunità di percorrere strade differenti da quelle adottate nei sistemi compatibili di codifica, come PAL, Secam, NTSC, è che i loro difetti intrinseci, noti come il "cross luminance" ed il "cross colour", sono conseguenza della sovrapposizione parziale degli spettri di luminanza e di cromaticità. Queste informazioni, proprio in virtù del rispetto del principio della compatibilità, non possono coprire una banda superiore a quella destinata al segnale monocromo.

A questo fondamentale motivo, si aggiungono altri fattori disturbanti che consigliano nella loro globalità, per ottenere qualità decisamente superiori, di orientarsi verso sistemi non compatibili evitando l'interlacciamento degli spettri che, come detto, rappresentano la causa preponderante della qualità buona ma non ottima dei sistemi attuali. Questo non significa l'abbandono di questi ultimi, ma l'integrazione con sistemi alternativi di elevata qualità e ciò grazie al grande sviluppo della tecnica digitale nel campo video.

I sistemi non compatibili ai quali facciamo riferimento in questa sede sono:

- sistema MAC (Multiplexed Analogue Components)
- sistema HDTV (televisione ad alta definizione)

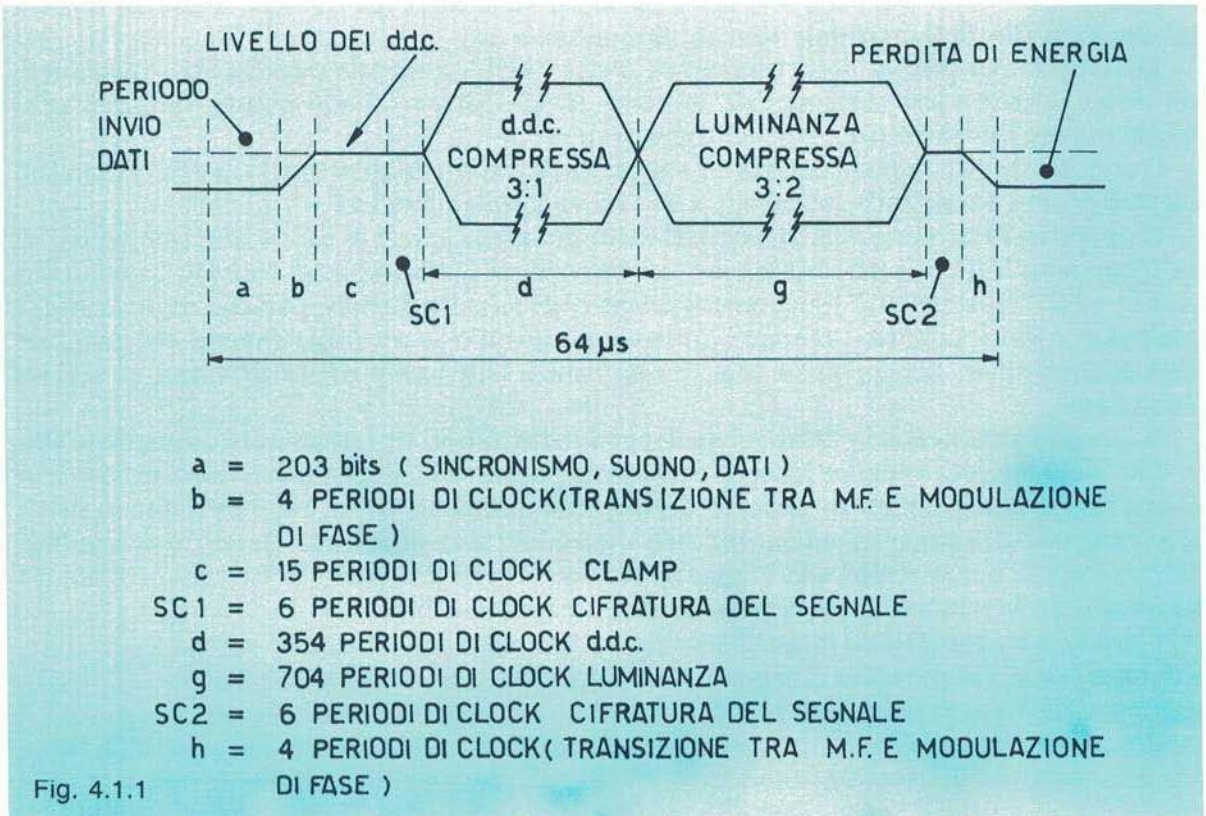
Il primo comprende le tre varianti: MAC-C, MAC-D e MAC-D2, le cui principali caratteristiche tecniche del segnale audio/dati, che li differenziano tra loro, sono riportate nella tabella 4.1.

#### 4.1 GENERALITÀ

Sistema audio dati	Codifica e Modulazione	Flusso dati istantaneo (Mbit/s)	Occupazione di banda		Capacità informativa Intervallo di riga (10 $\mu$ s)				Cancellazione di quadro (Mbit/s) (n. = 22 righe)
			Banda base (MHz)	Banda RF a -30 dB (MHz)	Flusso dati continuo (Mbit/s)	N. canali audio/dati	Codifica audio (bit)	Protezz. errori	
C	2-4 PSK differenz.	20,25	—	33,5	3,28	8 6 6 4	14/10 14/10 14 14	Bassa Alta Bassa Alta	1,386
D	Duobinario MF	20.25	10,125	27,5	3.28	8 6 6 4	14/10 14/10 14 14	Bassa Alta Bassa Alta	1,386
D2	Duobinario MF	10.125	5.0625	21,5	1,64	4 3 3 2	14/10 14/10 14 14	Bassa Alta Bassa Alta	0,693

Tab. 4.1

Nel sistema MAC si adotta il principio del multiplex a divisione di tempo sia per la combinazione audio/video sia all'interno del segnale video stesso, per la coesistenza delle due componenti di luminanza e crominanza.



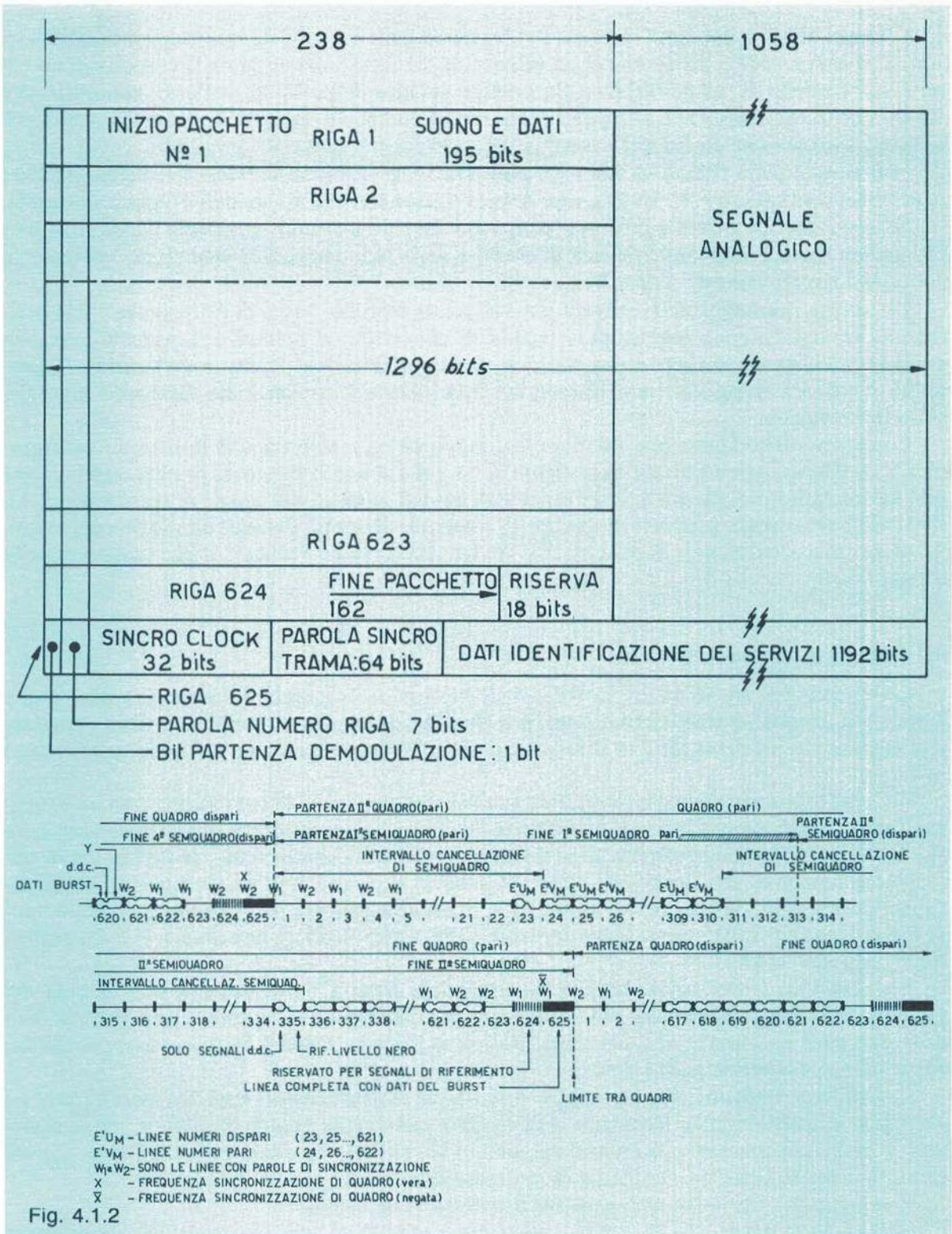


Fig. 4.1.2

I sistemi MAC a pacchetti segnano l'abbandono della relazione biunivoca tra canali e servizi. Essi assicurano la diffusione di un insieme di più servizi nei limiti della capacità di un canale, che è quello di radiodiffusione via satellite definito dalla WARC (World Administrative Radio Conference) nel 1977. Il segnale emesso sarà composto da elementi analogici e numerici la cui associazione costituisce l'insieme del servizio.

Nell'ambito della durata di una riga televisiva, una prima serie di *203 bit*, corrispondente a un flusso continuo di *3,28 Mbit/s*, rappresenta l'informazione audio/dati in forma numerica.

Successivamente a questa informazione, viene inserito il segnale analogico MAC costituito dai segnali d.d.c. (occupanti 354 cicli di clock) e dalla luminanza (704 cicli clock) ovviamente compressi rispettivamente *3:1* e *3:2*.

La tecnica normalmente impiegata per variare la base dei tempi di un segnale, onde ottenere la «compressione» temporale, è quella di convertire in numerico il segnale analogico «scrivendolo» in memoria con una velocità, detta appunto di scrittura, e utilizzarlo «leggendolo» a velocità maggiore. La riconversione D/A riporta il segnale nella sua forma abituale, ossia in analogico.

Il rapporto di compressione è definito dal rapporto tra le due velocità di lettura e scrittura.

La configurazione riportata nelle figure 4.1.1 e 4.1.2 non è rigorosa; in altri termini, essa può essere variata in relazione ad esigenze diverse nell'impiego del canale di trasmissione. La flessibilità del sistema permette di variare gli intervalli di tempo delegati alle varie componenti, sia in senso orizzontale (scansione TV di riga) sia in senso verticale (righe comprese nella trama).

#### 4.2 Sistema a pacchetti MAC-C

L'elemento più significativo, in termini di capacità del sistema, è l'immagine televisiva e pertanto il progetto è stato definito per la diffusione di immagini mobili di qualità superiore a quella attuale. In particolare la struttura del segnale rimane quella di *625 linee*, interlacciato *2:1*.

Per contro l'immagine viene trasmessa in forma analogica in attesa di potere, in un prossimo futuro, trasmettere l'intera informazione video non più a pacchetti ma in numerico, consentendo, in modo economicamente accettabile ai ricevitori commerciali, la diffusione di immagini in numerico con necessità di  $20 \div 25$  *Mbit/s*, che rappresentano la capacità limite del canale del satellite. Infine, per le ragioni alle quali abbiamo già precedentemente accennato, la scelta è caduta sulla trasmissione separata delle componenti di luminanza *Y* e dei segnali d.d.c. (sistema MAC).

Per il suono, al contrario, le tecniche numeriche sono già direttamente apprezzabili dal pubblico che può usufruire del corrispondente miglioramento di qualità, come l'incremento della dinamica e l'assenza di distorsione. Inoltre le tecniche numeriche trovano applicazione, come visto, nella trasmissione dati.

Il problema fondamentale del sistema consiste nel multiplexaggio degli elementi numerici e analogici. Il multiplexer in frequenza (FDM) offre certamente grandi possibilità, ma si preferisce il principio generale del multiplexer temporale (TDM), in funzione della sua maggiore capacità e dell'assenza dei fenomeni di intermodulazione del canale del satellite.

Riassumendo, i principi che regolano il sistema sono i seguenti:

– Multiplazione temporale in radiofrequenza; per effetto di tale multiplazione, la portante



viene modulata in frequenza dal segnale video analogico durante una certa frazione dell'intervallo di scansione di riga mentre, durante la rimanente frazione, viene modulata in fase (2-4 PSK - Phase Shift Keying) dall'informazione suono e dati avente la capacità di diversi canali musicali;

- Trasmissione separata delle componenti video di luminanza e differenza di colore ( $Y$ ,  $R - Y$ ,  $B - Y$ ) tramite un sistema di compressione temporale e successiva moltiplicazione (sistema MAC).
- Organizzazione della trama del multiplex suono/dati secondo il sistema a «pacchetti».

Per una trasmissione televisiva completata da altri servizi, il segnale è presentato nelle figure 4.1.1 e 4.1.2 che evidenziano la struttura di una riga di scansione di  $64 \mu s$  e di un quadro numerico di  $625$  righe della durata di  $40$  ms.

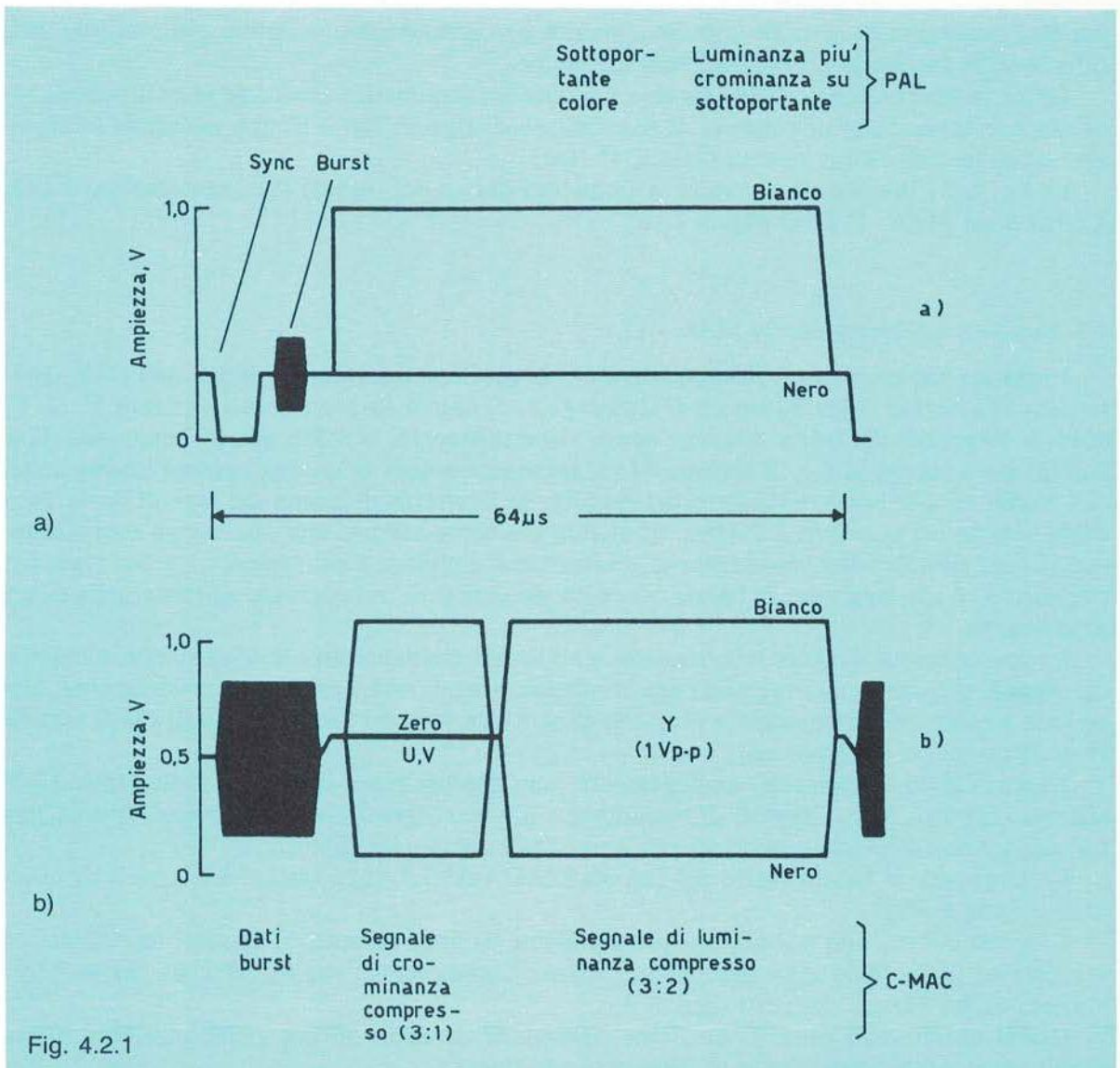


Fig. 4.2.1

Questa struttura è basata su una frequenza di clock di  $20,25 \text{ MHz}$ , scelta per le seguenti ragioni:

- 1) Per la parte numerica, la banda di  $20,25 \text{ Mbit/s}$  ( $1296 \text{ bit} \cdot 15625$ ) è prossima al limite di capacità del sistema del canale ( $27 \text{ MHz}$ ).
- 2) Per la parte analogica d'immagine, i rapporti della frequenza di clock rispetto alla frequenza di campionamento della luminanza e dei segnali d.d.c. definiti dalla norma del video numerico di studio ( $13,5$  e  $6,75 \text{ MHz}$ ) rispondono al rapporto di compressione temporale rispettivamente di  $3:2$  e  $3:1$ , con conseguente compatibilità tra la norma che regola il numerico di produzione e quella analogica di trasmissione C - MAC.

Ciò significa che ogni riga contiene un totale di  $1296 \text{ clock}$ , considerando anche il periodo devoluto ad informazioni ausiliarie. Tra le informazioni numeriche multiplexate, il sistema ne prevede una idonea a comandare la ripartizione temporale del multiplexer stesso. Pertanto è possibile allungare la serie di impulsi numerici per la trasmissione dati a pieno canale o di ridurla onde variare le proporzioni dell'immagine.

Infine la sincronizzazione del sistema è interamente numerica mediante identificazione separata o combinata di una parola di sincronismo di riga di  $7 \text{ bit}$  e di una parola di sincronismo di quadro di  $64 \text{ bit}$  inserita nella  $625^{\text{a}}$  riga.

La fig. 4.2.1 propone il confronto a frequenza di riga del segnale PAL convenzionale (fig. 4.2.1a) e del MAC - C EBU (fig. 4.2.1b).

#### 4.3 Codifica dell'immagine in MAC - C

I principi che regolano il sistema MAC - C di codifica video sono definiti dall'UER, ispirandosi alla norma video numerica di studio  $4:2:2$ , basata su componenti separate  $Y, U, V$ , dove le larghezze di banda massime sono, rispettivamente,  $6 \text{ MHz}$  per la luminanza  $Y$ , e  $3 \text{ MHz}$  per i segnali d.d.c. Il sistema MAC trasmette quindi la qualità corrispondente a tali dati anche se, per limitare l'effetto del rumore, la larghezza di banda dei segnali d.d.c. può essere ridotta nei ricevitori a  $2 \text{ MHz}$ , in quanto ciò non contrasta con una buona resa cromatica. Come rilevato, la componente di luminanza è compressa nel tempo, riga per riga, nel rapporto  $3:2$  e la larghezza di banda occupata dal canale di trasmissione aumenta nella stessa proporzione.

La compressione di detta informazione è realizzata mediante un campionamento numerico del segnale che carica una memoria con l'informazione di una riga che, successivamente, viene letta ad una velocità maggiore di quella di scrittura (compressione), dopo di che il segnale viene riconvertito in analogico.

I segnali d.d.c. subiscono, analogamente, una compressione temporale dello stesso tipo, ma con rapporto  $3:1$ . I segnali di luminanza e d.d.c. vengono disposti adiacenti in una riga televisiva e pertanto sono trasmessi per multiplexer temporale (fig. 4.1.1).

La larghezza di banda finale del segnale MAC vale  $1,5$  volte quella del segnale di luminanza, ossia  $9 \text{ MHz}$ .

I segnali d.d.c. sono trasmessi sequenzialmente su linee successive, pertanto le definizioni verticale ed orizzontale sono approssimativamente congruenti l'una all'altra sia per le informazioni di luminanza che per i segnali d.d.c.

Questi ultimi sono generati mediante operazione di media di due righe adiacenti, utilizzando un algoritmo qualificato di filtraggio verticale.

È bene rilevare come un sistema che trasmetta entrambi i segnali d.d.c. ad ogni riga semplificherebbe il problema, ma risulterebbero inaccettabili sia l'incremento della sua sensibilità al rumore, dovuto all'aumento indispensabile del rapporto di compressione, che la riduzione corrispondente della deviazione del segnale MF.

I segnali di luminanza e d.d.c. hanno la stessa ampiezza massima, dando così luogo alla stessa escursione di frequenza: dal nero al bianco per la luminanza e fino al 77% della saturazione per i d.d.c.

Il sistema è stato sviluppato per radiodiffusione via satellite in un canale di 27 MHz. Per gli elementi analogici si è adottata la modulazione di frequenza con le caratteristiche previste dalla WARC 1977.

Il MAC-C impiega, come segnalato poc'anzi, un multiplex a divisione di tempo in radiofrequenza, in cui la portante è modulata in frequenza dal segnale video analogico (compreso), per il periodo attivo della riga, e dal segnale numerico 2-4 PSK a velocità istantanea di 20,25 Mbit/s, per il restante tempo di riga.

La codifica numerica del suono in banda base tiene conto del fatto che una banda superiore ai 15 KHz non apporta significativi miglioramenti di qualità.

Pertanto la frequenza di campionamento viene fissata a 32 KHz, con codifica a 14 bit.

I servizi sonori sono fissati in 4 opzioni che differiscono tra loro per il tipo di codifica numerica del segnale audio e per il livello di protezione dagli errori. Poiché le componenti video compresse modulano la portante in frequenza, ad esse viene sommato un segnale definito di dispersione di energia, costituito da un'onda triangolare a 25 Hz, sincrona con il segnale video, con ampiezza tale da produrre una variazione di  $\pm 300$  KHz. Detto segnale, particolarmente utile (per altro previsto dalle norme) nelle trasmissioni da satellite, minimizza eventuali disturbi da interferenza; questo è il motivo per cui durante il segnale audio/dati, che modula un 4 PSK, tale segnale è assente.

In fig. 4.2.1 tale segnale è visibile a frequenza di riga come variazione del piedistallo tra burst dati e segnale video analogico.

#### 4.4 Le varianti al MAC-C

La famiglia MAC pacchetti è stata ideata con lo scopo di permettere la massima duttilità di impiego in funzione del collegamento fisico adottato per trasmettere le informazioni; ad es. il MAC-C è particolarmente indicato per diffusione diretta via satellite, in quanto dispone di 8 canali audio di qualità e di notevole capacità per servizi dati e, in ultima analisi, può fornire un ulteriore incremento alla qualità del segnale televisivo.

I sistemi MAC-D2 e MAC-D, che completano la famiglia MAC, si differenziano dal MAC-C, e tra loro, essenzialmente per il tipo di modulazione del segnale numerico audio/dati e per il modo in cui esso è associato in TDM alla componente analogica dovuta al video compresso.

Richiamando brevemente il MAC-C, esso prevede in sintesi il segnale audio/dati che, dopo compressione nei 10  $\mu$ s disponibili, viene trasmesso con modulazione 2-4 PSK della portante RF alla velocità di 20,25 Mbit/s, mentre il video MAC modula in frequenza tale portante nel restante periodo libero di riga.

Nel MAC-D2 il segnale audio/dati di tipo duobinario a 10,125 Mbit/s, con una occupazione in banda base di 5 MHz (tabella 4.1), viene trasmesso unitamente al video MAC modu-

lando la portante in frequenza. Infine vi è il MAC - D, ancora a codifica audio/dati duobinaria a  $20,25 \text{ Mbit/s}$  e occupazione spettrale in banda base di circa  $10 \text{ MHz}$ .

La fig. 4.4.1 riporta lo schema a blocchi del processo di formazione dei segnali MAC con audio/dati di tipo C (fig. 4.4.1a) e D (fig. 4.4.1b).

Come è possibile osservare da tale figura, il MAC - D presenta una maggiore semplicità realizzativa, in quanto viene impiegato un solo modulatore di frequenza. Questo è possibile in quanto, come accennato, mentre nel MAC-C si adotta, per l'audio/dati, la modulazione 2-4 PSK a  $20,25 \text{ Mbit/s}$ , nel D (e anche nel D2) tale informazione viene codificata in duobinario e pertanto la modulazione di frequenza avviene sul segnale multiplato completo audio/dati/video MAC, con velocità istantanea di  $20,25 \text{ Mbit/s}$  per il D e  $10,125 \text{ Mbit/s}$  per il D2.

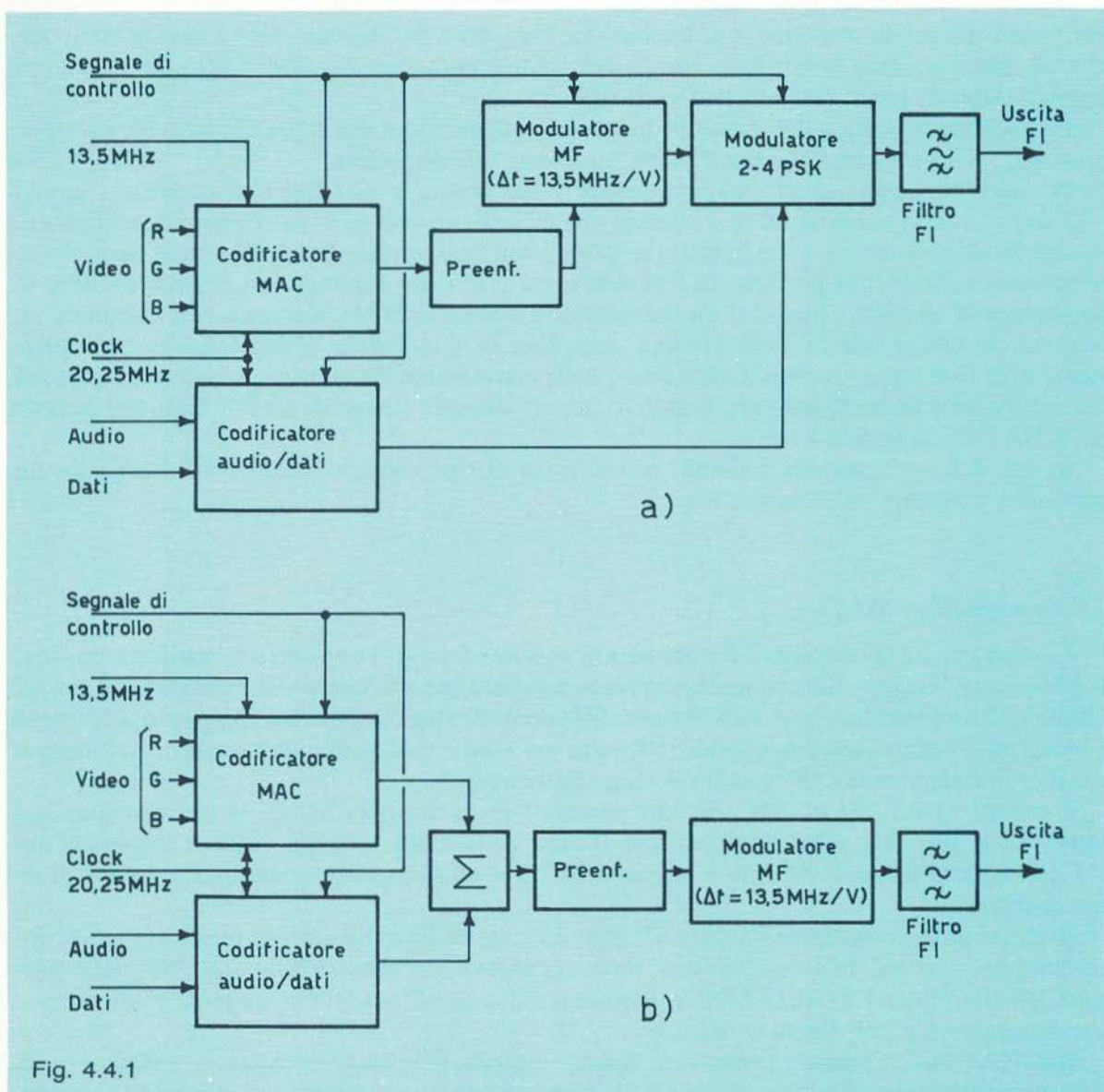


Fig. 4.4.1

Concludendo, il MAC - C impiega un multiplex audio/dati che consente (vedi tab. 4.1) 8 canali suono a elevata qualità (15 KHz) con codifica lineare a 14 bit, entrambi con livello uno di protezione, mediante bit di parità per campione.

In alternativa si possono avere rispettivamente sei o quattro canali audio di qualità, impiegando un secondo livello di protezione mediante codice di Hamming.

Facendo ancora riferimento alla figura 4.1.1, l'informazione numerica contenuta nel multiplex audio/dati è organizzata a burst di 203 bit per ciascuna riga di scansione televisiva, 195 dei quali vengono impiegati per la trasmissione «a pacchetti», mentre i restanti 8 bit per riga più l'intero contenuto della riga 625 ( $1 + 7 + 32 + 64 + 1192 = 1296 \text{ bit}$ ) sono dedicati alla sincronizzazione ed alla trasmissione di dati per l'identificazione dei servizi.

Poiché il numero di pacchetti contenuti nelle 624 righe disponibili non è intero, risulta un resto di 18 bit che vengono tenuti di riserva per eventuali funzioni ausiliarie.

In totale i bit disponibili per la trasmissione dei pacchetti sono 121.662 per ogni quadro televisivo; poiché la frequenza di ripetizione di quest'ultimo è 25 Hz, si ha una capacità totale netta del multiplex audio/dati pari a 3,04155 M bit/s. Per effetto della compressione, i dati vengono trasmessi con velocità di 20,25 M bit/s. Nel multiplex numerico sono contenute tutte le informazioni sincronizzanti relative sia alla trama del multiplex stesso sia all'intero sistema (ripartizione temporale tra elementi numerici ed analogici, sincronismi video, sequenza  $R - Y$ ,  $B - Y$ , ecc.).

Inoltre, all'inizio di ogni riga, è contenuto 1 bit da utilizzare come avviamento (run-in) per il demodulatore differenziale, seguito da 7 bit che costituiscono la parola di sincronismo di riga.

Il MAC - D prevede una moltiplicazione TDM in banda base e, a differenza del precedente dove l'informazione audio/dati è moltiplicata a radiofrequenza con il sistema 2-4 PSK, adotta il duobinario con modulazione d'ampiezza a banda laterale parzialmente soppressa, con occupazione di banda 10,5 MHz.

Tale variante è stata proposta dall'UER per la distribuzione nelle reti in cavo.

Il MAC - D2, come si può rilevare dalla tab. 4.1, è assai simile al D, senonché dispone al massimo di quattro canali audio di qualità con codifica quasi istantanea a 10 bit, oppure tre canali di qualità con codifica lineare a 14 bit con primo livello di protezione in entrambi i casi. In alternativa si possono avere due o tre canali audio di qualità impiegando come protezione il secondo livello.

Può essere adottato con modulazione di frequenza in un canale da satellite, con M.A. a banda laterale parzialmente soppressa in un canale con larghezza di banda non superiore a 7 MHz.

Va comunque puntualizzato che il MAC - D (in M.F.), in virtù della moltiplicazione audio/video, permette in banda base una maggiore semplicità e un minor costo della parte ricevente, rispetto al MAC - C.

#### 4.5 Sistemi ad alta definizione

Pur rappresentando un notevole miglioramento della qualità dell'informazione televisiva, i sistemi MAC non offrono ancora quel salto qualitativo idoneo a giustificare la non compatibilità del sistema e quindi un ricevitore televisivo alternativo all'attuale.

La NHK ha pertanto riproposto il problema dalle sue origini, ossia all'atto della ripresa,

tracciando una via che punta ad una qualità molto elevata, prescindendo ovviamente dagli standard attuali.

Si tratta quindi di definire un nuovo standard a maggior numero di righe di analisi e con diverso rapporto dimensionale, cioè un sistema ad alta definizione. La larghezza di banda  $B$  e quindi il dettaglio orizzontale varia proporzionalmente al quadrato del numero di righe secondo la relazione:

$$B = \frac{l}{2} K N^2 f_q a \frac{K_v}{K_h} \quad [1]$$

dove:

$N$  : numero righe

$f_q$  : frequenza di quadro

$a$  : rapporto dimensionale

$K_v$  : rapporto tra numero di righe attive e quello totale

$K_h$  : rapporto tra durata riga attiva e quella totale

$K$  : fattore di Kell

È possibile subito dire che, a parità di altre condizioni dello standard attuale e portando unicamente  $N$  da 625 a 1125 righe,  $B$  si aggira attorno ai 25 MHz rispetto i 5 MHz attuali.

In tali condizioni la qualità dell'immagine televisiva è confrontabile pertanto con quella ottenuta con pellicola 35 mm comunemente impiegata nella proiezione di films. Ciò rappresenta un salto di qualità notevole che può anche indurre l'utenza a rivolgersi verso un ricevitore alternativo in quanto, ovviamente, la compatibilità non viene certamente rispettata. Questo non solo per la variazione iniziale di standard ma, come si vedrà oltre, anche perché le informazioni di luminanza e cromaticità non coesisteranno più mediante l'impiego della tecnica di interlacciamento degli spettri.

Per quanto riguarda il parametro  $a$  della [1], ossia il rapporto dimensionale, i risultati di un'indagine soggettiva consigliano la scelta di 5,33 : 3 anziché 4 : 3, come avviene invece negli attuali sistemi televisivi.

Da tali prove è inoltre scaturito un altro dato assai significativo: la qualità d'immagine con interlacciamento 2 : 1 è raffrontabile a quella ottenuta con scansione progressiva e il 60% del numero di righe scandite.

Ovviamente, a parità di durata del tempo di scansione verticale, la scansione progressiva significa, nel caso prospettato (1125 righe), raddoppiare la frequenza di riga con tutte le implicazioni che essa comporta.

D'altra parte la frequenza di scansione verticale non può certamente scendere al di sotto dei valori attuali in quanto risulterebbe inaccettabile il flicker, prescindendo dalle considerazioni sul movimento degli elementi che costituiscono l'immagine stessa. Per i segnali cromatici la scelta NHK è orientata verso due componenti  $C_1$  e  $C_2$ , assai vicine rispettivamente a  $R - Y$  e  $B - Y$  secondo le relazioni:

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,63R - 0,47V - 0,16B \\ C_2 &= 0,03R - 0,38V + 0,41B \end{aligned}$$

dove  $C_1$  e  $C_2$  sono riportate in funzione della terna primaria  $R$ ,  $V$ ,  $B$ .

Per comodità del lettore riportiamo le relazioni analoghe degli attuali  $C_1$  e  $C_2$  che definiremo  $C'_1$  e  $C'_2$ :

$$C'_1 = 0,7R - 0,59V - 0,11B$$

$$C'_2 = 0,3R - 0,59V + 0,89B$$

Le variazioni sono dovute alle correzioni che  $R - Y$  e  $B - Y$  subiscono rispetto all'attuale coppia di assi. D'altra parte il discorso colorimetrico potrebbe essere totalmente riaperto cercando, almeno in trasmissione, di generare una terna differente dall'attuale demandando ai fosfori di ricezione le limitazioni colorimetriche note, come per altro avviene ora.

Se in un prossimo futuro tali apparati dovessero migliorare, la parte trasmittente (telecamera) non dovrebbe più subire modifiche, in quanto offrirebbe già le condizioni migliori di emissione.

Comunque sotto tale aspetto il discorso è assai più complesso, legato peraltro anche al principio di trasmissione a luminanza costante e, a tutt'oggi (1989), ancora indefinito. Pertanto esaminiamo i principali sistemi di HDTV (alta definizione) proposti sperimentalmente, prescindendo dal problema colorimetrico.

La tabella 4.2 illustra il sistema proposto dalla Francia, mentre la tabella 4.3 quello proposto dalla Philips come alternativo europeo.

La NHK ha scelto uno standard provvisorio del tipo  $1125 / 60 / 2 : 1$ , che sembra un compromesso accettabile fra le esigenze economiche e quelle di carattere squisitamente tecnico. Tale standard di produzione è riportato in tabella 4.4.

La proposta francese prevede due standard, rispettivamente del tipo  $1200 / 50 / 1 : 1$  e  $1001 / 59,94 / 1 : 1$ . In entrambe le proposte, il numero di righe attive è doppio di quello adottato normalmente con scansione progressiva, il che assicura una grande qualità di immagine, la quale consente l'eventuale conversione di standard con il relativo degrado.

Come già rilevato, la scansione progressiva comporta, rispetto al sistema NHK a scansione interlacciata, un ulteriore raddoppio della frequenza di riga, ossia circa il quadruplo di quella pertinente agli standard attuali.

#### STANDARD DI PRODUZIONE HDTV - SISTEMA FRANCESE

Parametro	Sistema a 50 Hz	Sistema a 60 Hz
Scansione	1:1 progressiva	
Rapporto d'immagine	16/9	
Frequenza di trama	50 Hz	59,94 Hz
Numero totale di righe	1200	1001
Numero di righe attive	1150	970
Numero di campioni di luminanza per riga attiva	1920	
Durata della cancellazione orizzontale	3,33 $\mu$ s	
Componenti del segnale	Y, B-Y, R-Y	
Struttura di campionamento	Ortagonale	
Frequenza di campionamento per Y	144 MHz	
Frequenza di campionamento per C	72 MHz	

Tabella 4.2

## STANDARD DI PRODUZIONE HDTV - SISTEMA PHILIPS

Parametro	
Scansione	2:1 interlacciato
Rapporto d'immagine	16/9
Frequenza di trama	100 Hz
Numero totale di righe	1050
Numero di righe attive	970
Numero di campioni di luminanza per riga attiva	1440
Durata della cancellazione orizzontale	3,8 $\mu$ s
Componenti del segnale	Y, B-Y, R-Y
Struttura di campionamento	Ortagonale
Frequenza di campionamento per Y	94,5 MHz
Frequenza di campionamento per C	47,25 MHz

Tabella 4.3

## STANDARD DI PRODUZIONE HDTV - SISTEMA NHK

Parametro	Standard di produzione HDTV
Rapporto base altezza	5,33:3 (precisamente 16:9)
Linee totali di scansione	1125
Periodo totale di riga	29,63 $\mu$ s
Linee attive	1035
Periodo attivo	25,86 $\mu$ s
Periodo di cancellazione orizzontale	3,77 $\mu$ s
Formato di scansione	2:1 interlacciato
Frequenza di ripetizione	60 semiquadri
Larghezza di banda video luminanza	27 MHz
Risoluzione orizzontale luminanza	785 TVL/ph
Segnali differenza colore	$C_R$ e $C_B$ simultanei
Larghezza di banda del segnale differenza colore	13,5 MHz (massimo)

Tabella 4.4

La banda necessaria per il solo segnale di luminanza risulta elevatissima, assai prossima a 60 MHz. Il sistema Philips, che propone un interlacciato a 100 Hz, presenta una occupazione di banda più accettabile di circa 40 MHz e il cui vantaggio, per altro assai sensibile sul precedente, è di favorire la conversione tra HDTV e MAC a 625 / 50 / 2 : 1.

Il problema fondamentale rimane comunque quello di far pervenire all'utente un'informazione che è certamente di grande qualità ma che, nel caso più favorevole, occupa pur sempre una banda di 40 MHz.



Risulta quindi indispensabile fissare, oltre a questi standard definiti di produzione, anche quello di trasmissione, in modo da poter utilizzare un singolo canale WARC da satellite che, come abbiamo visto, ha una larghezza di banda di  $27\text{ MHz}$ .

Si dovrà cioè arrivare ad un segnale televisivo ad alta definizione la cui larghezza di banda sia dell'ordine di grandezza del segnale MAC ( $9\text{ MHz}$ ), senza degrado apprezzabile dell'immagine.

#### 4.6 Standard di trasmissione MUSE (Multiple Sub - Nyquist Sampling Encoding).

Le caratteristiche che regolano questo sistema ideato dalla NHK sono riportate nella tabella 4.5.

Esso prevede la compressione del segnale televisivo determinato secondo lo standard di ripresa, con informazioni, al massimo della prestazione, a  $1125/60/2:1$  in una banda di soli  $8,1\text{ MHz}$ . Poiché, rispetto al normale segnale televisivo, il segnale HDTV ha un contenuto di informazione circa 5 volte maggiore, in relazione alla doppia risoluzione e come visto al variato rapporto dimensionale, si richiede una compressione appunto in ragione di  $5:1$ .

Nel Muse il segnale video viene ancora trasmesso mediante compressione temporale delle componenti cromatiche a righe alterne, mentre la luminanza non subisce tale trattamento.

Il multiplex audio/dati, che nel MAC abbiamo visto inserito nella cancellazione orizzontale, viene sistemato nel blanking verticale. Il recupero di capacità trasmissiva di informazione è tale da consentire di ridurre la compressione della crominanza da  $5:1$ , come previsto, a  $4:1$  solamente.

#### CARATTERISTICHE DEL SISTEMA DI TRASMISSIONE MUSE

Larghezza di banda del segnale in banda base:		8,1 MHz (a $-6\text{ dB}$ )
Frequenza di campionamento		16,2 MHz
Larghezza di banda	Luminanza	20 ÷ 22 MHz per le parti ferme dell'immagine
		12,5 MHz* per le parti in movimento
	Crominanza	7 MHz per le parti ferme dell'immagine
		3,1 MHz* per le parti in movimento
Audio e informazioni aggiuntive		PCM a 4 fasi DPSK-2048 kbit/s di capacità nella cancellazione di quadro

\* Valori ottenuti nel prototipo: questi valori dovrebbero essere 16 MHz e 4 MHz rispettivamente se fosse usato un filtro bidimensionale perfetto.

Tabella 4.5

Giova ricordare che la trasmissione sequenziale dei segnali d.d.c. prevede per la componente  $V$  la fase costante, in quanto in questi sistemi (MAC - MUSE) la commutazione  $\pm V$  prevista nel PAL non ha ovviamente più significato.

Il sincronismo orizzontale è rappresentato da una transizione tra due valori di grigio; tale transizione viene invertita ad ogni riga onde consentire l'identificazione del segnale cromatico (trasmesso sequenzialmente). La fig. 4.6.1 riporta la f.o. del segnale video MUSE visto evidentemente a frequenza di riga; infatti non sono visibili le componenti audio/dati che, come appena accennato, vengono inserite nella cancellazione verticale. A prescindere dal processo di compressione temporale e dal recupero di capacità trasmissiva testé accennato, il MUSE si basa sulla ottimizzazione della ridondanza dell'informazione video nell'ambito della banda assegnata.

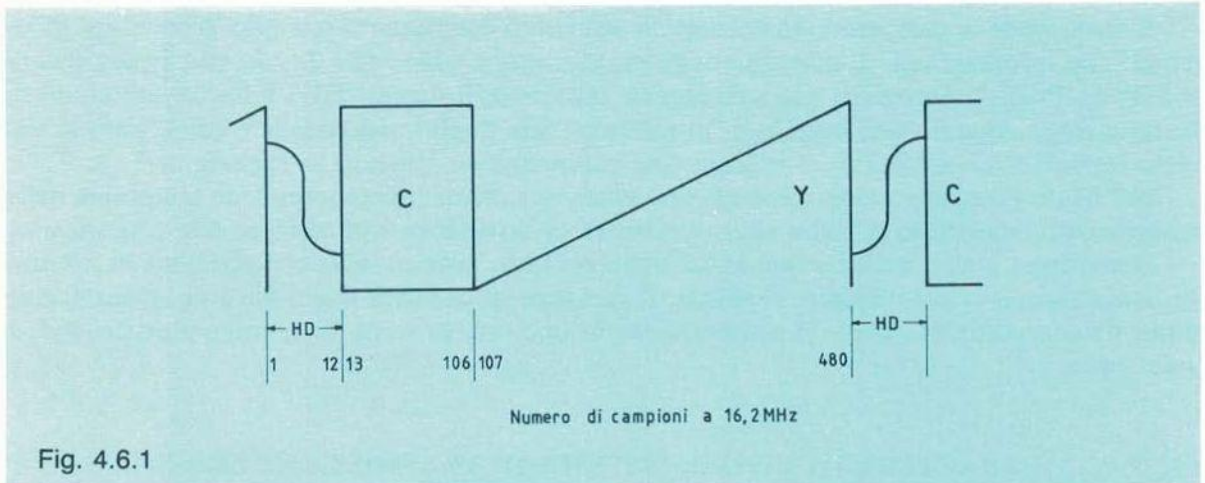


Fig. 4.6.1

Considerando che l'occhio umano è poco sensibile ai fini dettagli in movimento, questi particolari contenuti nell'immagine possono essere trasmessi con risoluzione dimezzata, mentre i particolari statici a piena definizione, abbinando ad esempio l'informazione video di quattro semiquadri o subquadri (negli attuali sistemi sono 2).

In altri termini, l'immagine fissa presenta una ripetitività dei pixel nei semiquadri successivi, per cui la trasmissione dell'informazione contenuta in un semiquadro può essere «diluita» nel tempo, proprio in virtù della sua ripetitività.

Pertanto l'informazione di un semiquadro risulterà a definizione minore, in funzione del numero dei subquadri in cui è diluita l'intera informazione.

In ricezione, il reintegro del contenuto dei vari subquadri viene attuato utilizzando una memoria di quadro.

Adottando un sotto-campionamento spaziale «quincunx», come illustrato in fig. 4.6.2, si dimezza chiaramente l'informazione a solo scapito della risoluzione diagonale, meno importante da un punto di vista soggettivo. Per chiarezza, puntualizziamo come per «spaziale» si intenda il trattamento del segnale tridimensionale, considerato cioè composto dai pixel allineati su righe orizzontali, su righe verticali e in tempi (quadri) successivi, come illustra la fig. 4.6.3. D'altra parte la conversione di standard di segnali video numerici attua proprio la condizione di interpolazione in senso spaziale, come appunto chiarisce la fig. 4.6.3, dove le due terne di segnali considerati sono appunto tridimensionali o «spaziali».

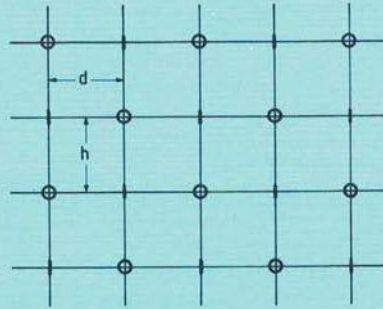


Fig. 4.6.2

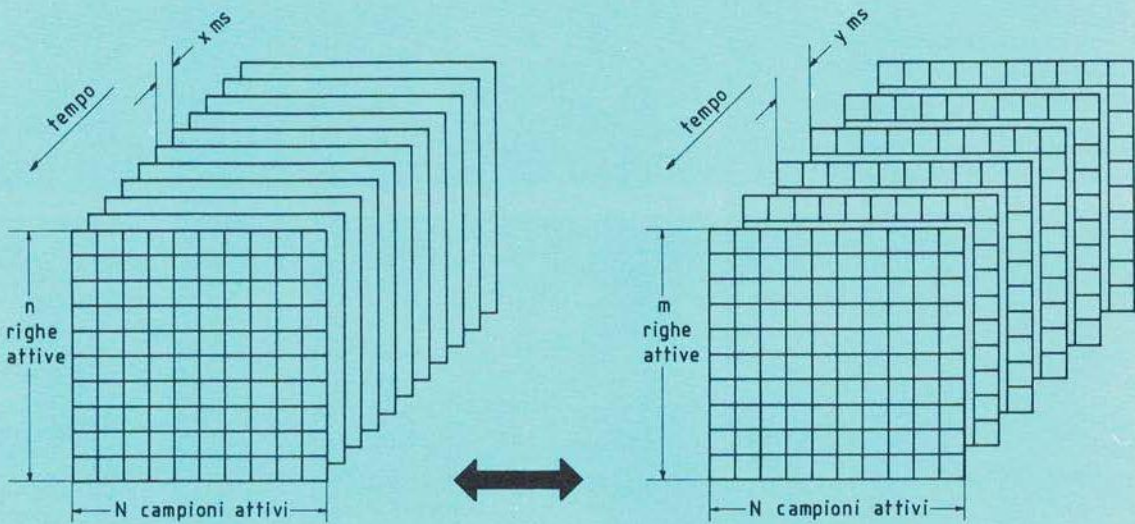
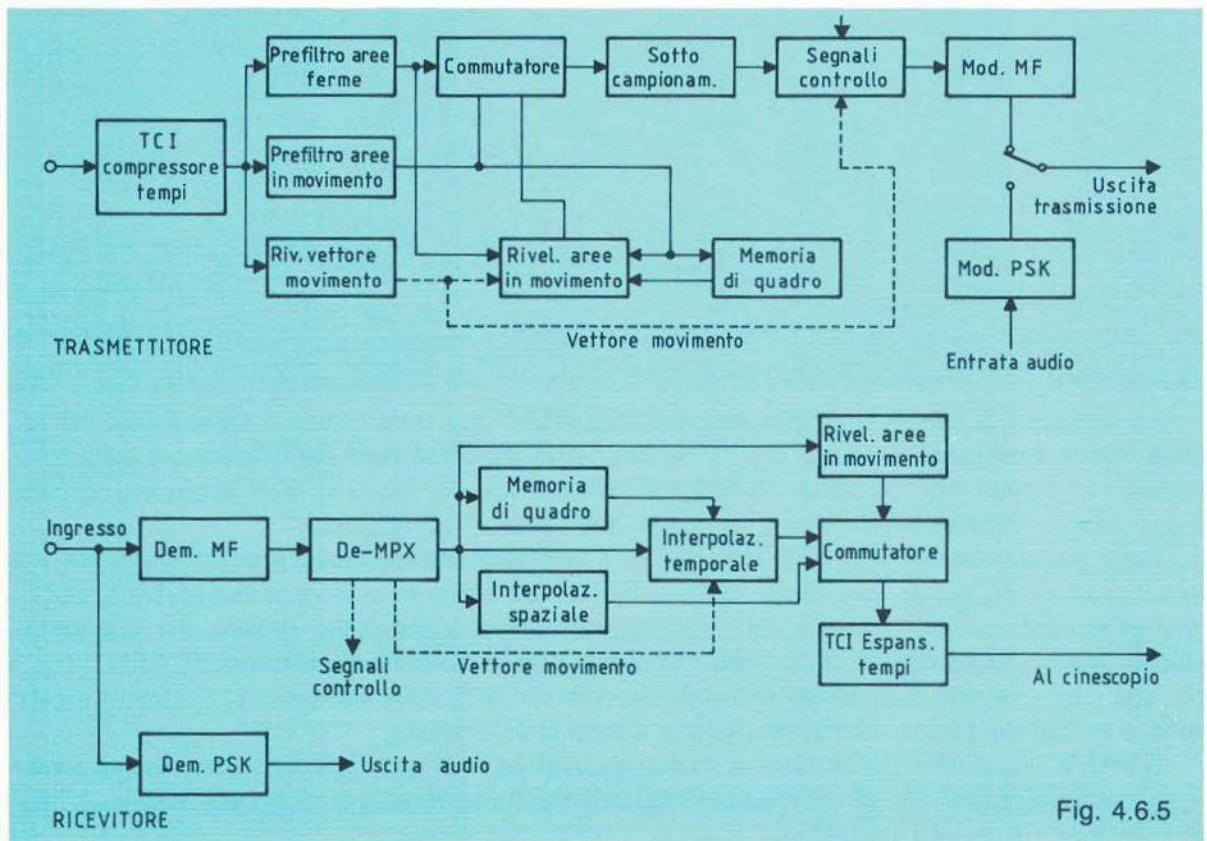
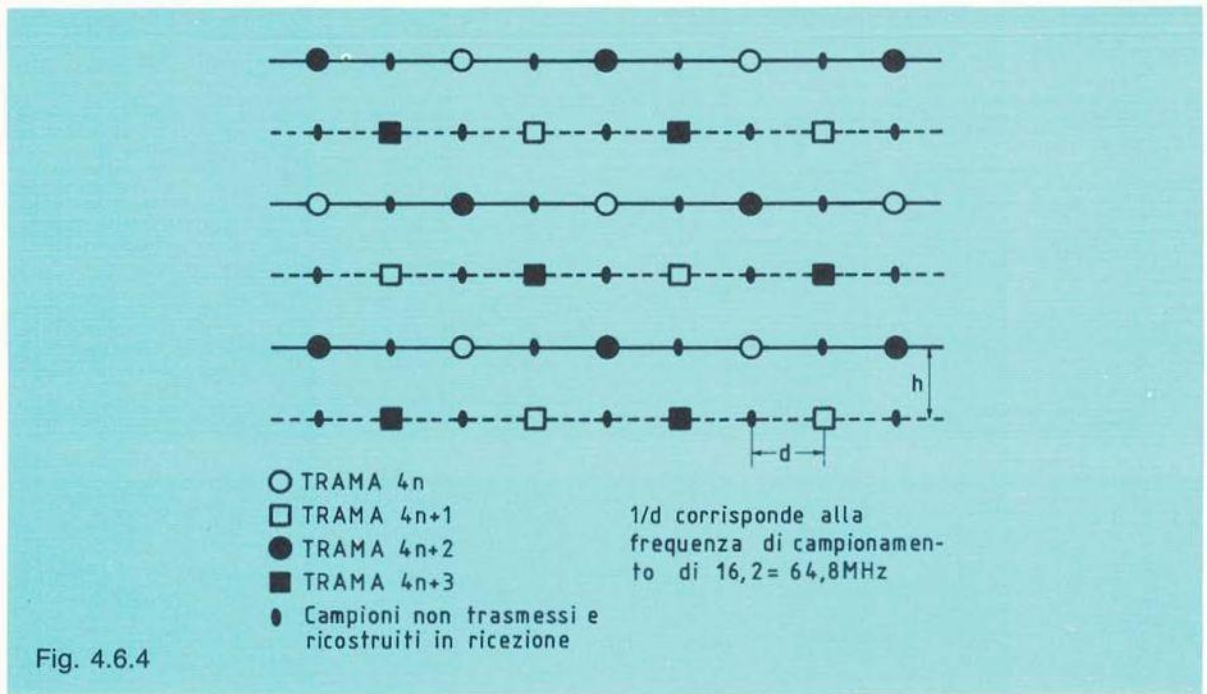


Fig. 4.6.3

La struttura di campionamento, prevista dal MUSE per ottimizzare la ridondanza del segnale video, è pertanto quella di fig. 4.6.4, dove si rileva come ogni semiquadro sia sottocampionato in “quincunx” e come l’insieme d’informazione di quattro semiquadri dia ancora luogo ad una struttura dello stesso tipo, ma con “passo” dimezzato.

Nella parte ricevente il MUSE ricostruisce l’informazione mediante interpolazione sia tra quadri successivi, per le aree ferme dell’immagine, sia all’interno di ogni semiquadro, per le aree in movimento; tali aree evidentemente devono essere identificate. Inoltre, per quanto riguarda le zone di immagini sia statiche che dinamiche, si operano prefiltraggi di differente tipo, che però causano sull’immagine totale degrading sensibili della risoluzione, particolarmente sulle aree dell’immagine televisiva soggette a lenti spostamenti.

Il MUSE compensa questo fatto negativo trasmettendo in una riga della cancellazione verticale un vettore definito di movimento che, utilizzato nell’apparato ricevente, consente l’interpolazione tra quadri successivi.



Questo vettore rappresenta la velocità media di spostamento dell'immagine (aree mobili). In ricezione la presenza di tale vettore permette di spostare i pixel dei semiquadri memorizzati, e quindi temporalmente precedenti quello considerato, spazialmente, in quantità eguale allo spostamento medio dell'immagine, permettendo una visione a risoluzione intera dell'area d'immagine in movimento con moto uniforme e rettilineo.

Il segnale video modula ancora la portante in frequenza, mentre il multiplex audio/dati modula in *4 PSK*.

Per quanto riguarda all'accennata eventuale compatibilità HDTV con sistemi MAC, a prescindere dallo spettro occupato e sul quale la condizione di eguale banda può essere verificata, rimane assai difficile ipotizzare la traslazione tra i formati di immagine che sono, rispettivamente, *5,33 : 3* e *4 : 3*

La fig. 4.6.5 propone gli schemi a blocchi sia del trasmettitore che del ricevitore MUSE.

# IL RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI

## 5

### CAPITOLO

#### 5.1 Cinescopi tricromici

Il cinescopio a maschera è, ancor oggi, un tipo di riproduttore assai adottato nel campo della televisione a colori, anche se altri cinescopi, peraltro sempre a riproduzione simultanea dei tre colori, hanno trovato la loro giusta collocazione nella produzione di ricevitori e monitori televisivi a colori. La necessità di un'alternativa al tubo a maschera è stata suggerita sia dalla complessità costruttiva sia, soprattutto, operativa di messa a punto dei dispositivi abbinati al cinescopio stesso, indispensabili per un corretto funzionamento delle geometrie.

Il trinitron ha rappresentato appunto un primo passo in questa direzione, mentre il tubo denominato «precision in line» è l'ultima realizzazione di cinescopio a riproduzione simultanea che non richieda più alcuna operazione di messa a punto delle geometrie se non, ovviamente, le note regolazioni, comuni al bianco e nero.

Attualmente i «grande schermo» a proiezione migliorano rapidamente le loro prestazioni tanto da consentire buone visioni sia sotto il profilo della luminosità che del dettaglio, per sistemi ad alta definizione.

##### 5.1.1 Cinescopio a maschera forata

Nel cinescopio a maschera, di cui la figura 5.1.1 riporta una sezione, lo schermo fosforescente è costituito da numerosissime «terne» o «triadi», cioè aree elementari composte ognuna da depositi puntiformi di sostanze che, colpite dagli elettroni, emettono luce avente frequenze corrispondenti ai tre colori primari scelti in trasmissione.

Un sistema di tre cannoni elettronici provvede a generare altrettanti pennelli, il cui compito è di eccitare, ovviamente in modo ordinato, i relativi fosfori dello schermo.

I tre cannoni (supportati da altrettanti bastoncini di vetro) sono disposti al  $120^\circ$  e, anziché essere rigorosamente paralleli all'asse del tubo, sono leggermente inclinati verso di esso in modo da convergere al centro dello schermo su un'area fosforica elementare.

Affinché ogni pennello elettronico ecciti esclusivamente il fosforo che gli è pertinente, tra i cannoni e lo schermo stesso è interposta una sottile lamiera cosparsa di minuscoli fori, centrati ognuno su una «triade» di punti fosforici, come illustra la figura 5.1.2. Se i tre pennelli elettronici convergono in corrispondenza di ogni foro, si verifica la condizione richiesta, e cioè che il fosforo rosso venga eccitato effettivamente dal raggio di elettroni generato dal cannone relativo, così come per il verde e per il blu.

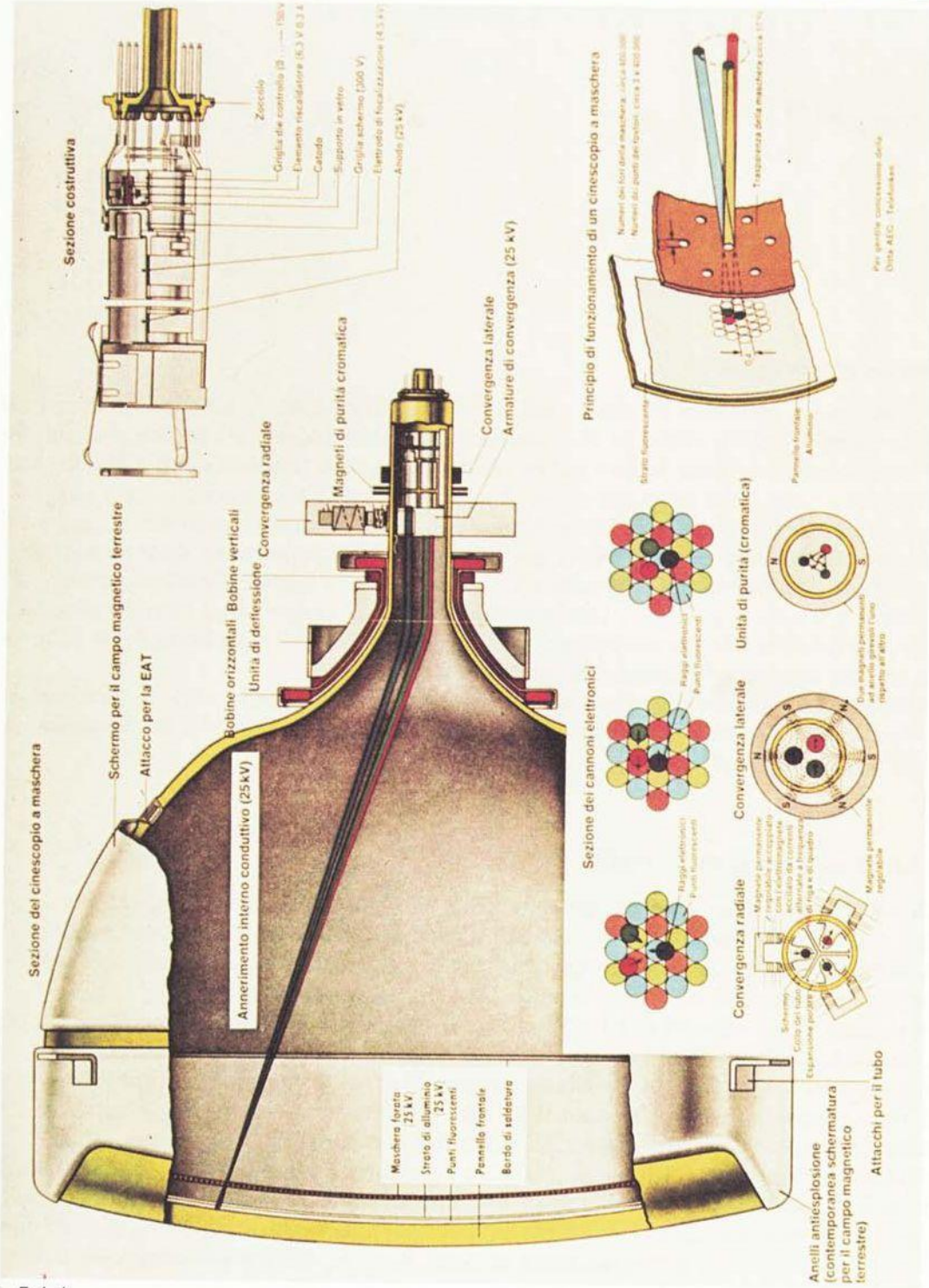
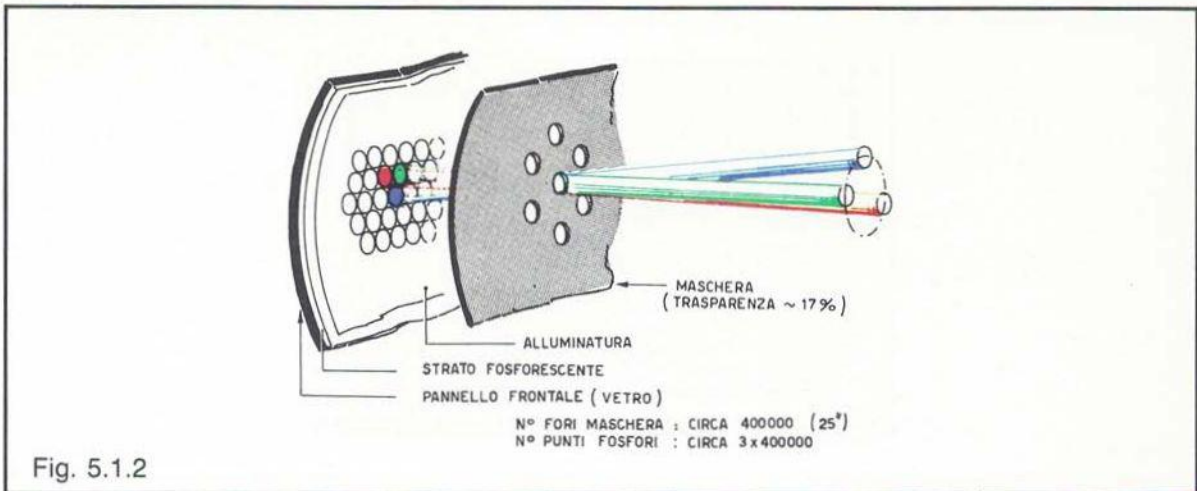


Fig. 5.1.1



La condizione suddetta è conseguita utilizzando, con un processo tecnologico che verrà illustrato più avanti, la stessa maschera forata come «matrice» per il fissaggio dei punti fosforici dei tre colori fondamentali o «primari» cosparsi sullo schermo luminescente.

L'unica unità deflettoria (fig. 5.1.1) provvederà a deviare insieme tutti e tre i pennelli elettronici, in modo che essi esplorino ordinatamente, secondo le note norme di scansione televisiva, l'intera superficie dello schermo. L'intensità di ciascun fascetto provocherà una proporzionale emissione luminosa dei punti fosforici che costituiscono una terna, dando luogo ai vari colori contenuti nel noto triangolo colorimetrico avente per vertici i tre colori primari. L'osservatore posto ad una certa distanza dallo schermo vedrà il colore derivante dalla miscelazione additiva della luminosità dei fosfori componenti l'area elementare.

Giova ricordare come il vocabolo «fosforo» non deve esser inteso come «l'elemento chimico fosforo» ma, per analogia, si riferisce ad alcuni composti inorganici i quali, colpiti da elettroni, emettono luce. Allorché la sostanza fosforica viene colpita dagli elettroni, si verifica il fenomeno della «luminescenza».

### 5.1.2 Lo schermo fosforico

I fosfori rosso (*R*) verde (*V*) e blu (*B*) sono a persistenza breve (qualche decina di ms) e presentano una buona sensibilità con conseguenti luminosità piuttosto elevate. Il fosforo del rosso, normalmente meno sensibile, è stato notevolmente migliorato sotto l'aspetto della luminosità impiegando dell'ossisolfuro di ittrio attivato con europio; la curva spettrale di distribuzione energetica presenta un elevato picco alla frequenza desiderata, con una banda relativamente stretta.

Esaminando la figura 5.1.3, che mostra al centro una zona ingrandita dello schermo fosforico eccitato dal pennello elettronico che esplora un riga, è possibile rilevare come i punti fosforici siano disposti sullo schermo a linee parallele, ma, mentre il rosso ed il verde giacenti su una stessa linea appartengono ad una stessa area elementare, il blu della linea considerata completa un'area elementare di cui verde e rosso giacciono sulla linea sovrastante. Un'area elementare è quindi formata da tre punti di fosforo *R*, *V*, *B* i cui centri sono situati sui vertici di un triangolo equilatero (v. fig. 5.1.3).



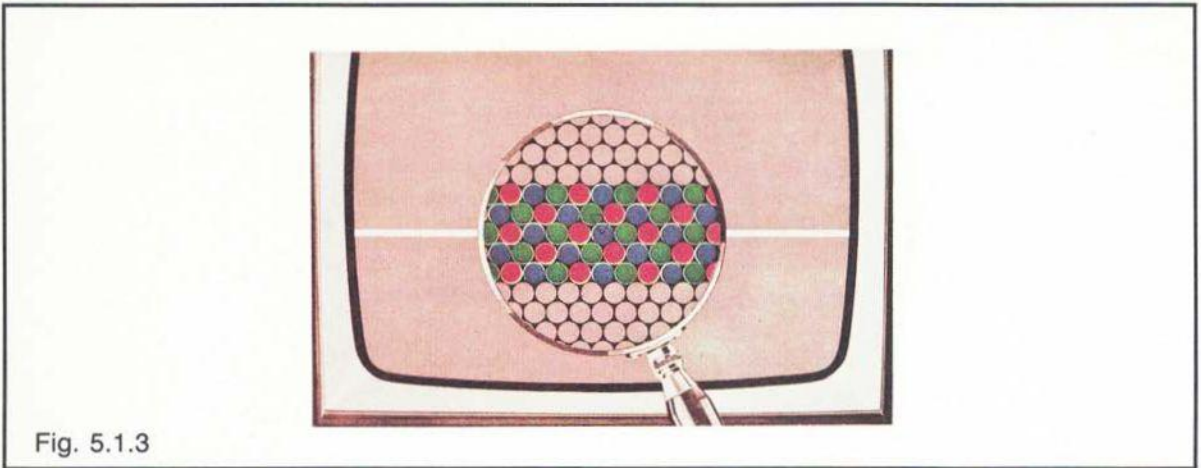


Fig. 5.1.3

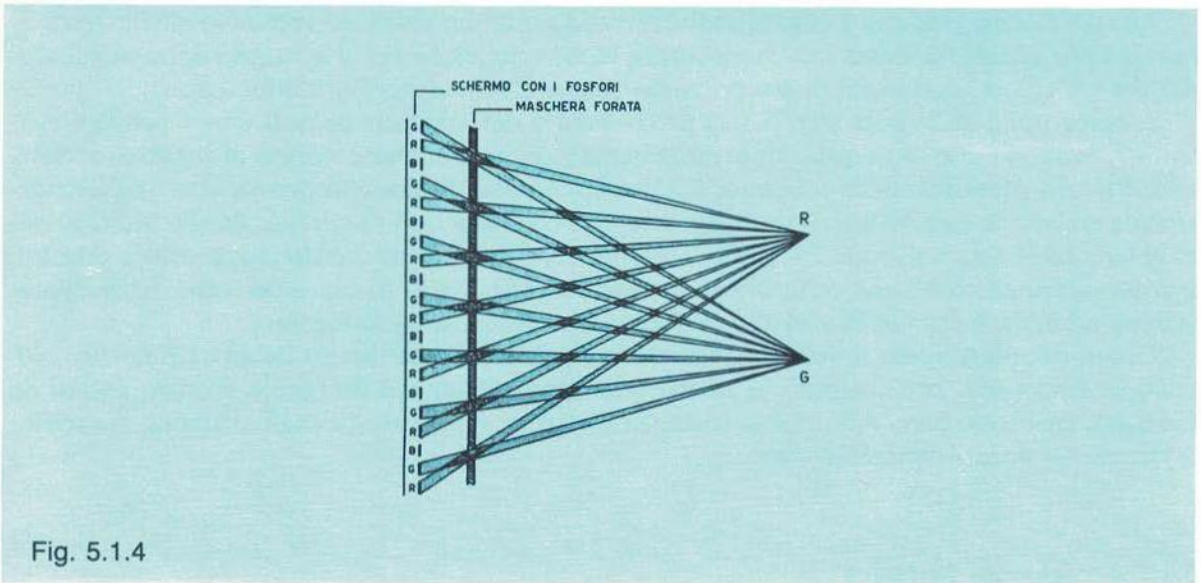


Fig. 5.1.4

Prima di saldare lo schermo al cono del tubo si effettua la deposizione dei tre tipi di punti fosforici, con un processo in cui la maschera forata assume una funzione fondamentale.

Una descrizione anche sommaria di tale processo può evidenziare come la costruzione di un cinescopio a maschera richieda grande precisione e tolleranze molto ristrette; sono poi necessarie molte regolazioni correttive per ottenere una esatta sintesi dell'immagine sullo schermo di un ricevitore TVC. Ciò giustifica il costo assai elevato di un cinescopio tricromatico.

La parte interna dello schermo viene cosparsa di materiale con luminescenza verde (è il primo fosforo ad essere depositato) miscelato ad una sostanza che, sotto l'azione della luce ultravioletta, diventa un collante per il materiale luminescente, fissandolo così sullo schermo. Dopo essiccazione con raggi infrarossi, allo schermo viene fissata la maschera forata e mediante una sorgente di raggi ultravioletti lo strato fosforico viene eccitato attraverso i fori della maschera stessa, effettuando così il fissaggio del fosforo in corrispondenza dei punti colpiti

dai raggi ultravioletti. È chiaro che la sorgente luminosa deve essere fissata, con rigorosa precisione, nel medesimo punto dove verrà fissato, a cinescopio ultimato, il cannone del verde (fig. 5.1.4). Dopo aver rimosso la maschera si provvederà al lavaggio dello schermo stesso, asportando il fosforo non fissato dai raggi ultravioletti. Si procederà ora analogamente per depositare e «fissare» i punti fosforici del blu e del rosso. Lo schermo, completo del materiale fosforico, verrà alluminato previo un controllo microscopico, con il quale si verificherà l'omogeneità dell'avvenuta deposizione.

### 5.1.3 La maschera forata

La maschera metallica forata è posta ad una distanza di circa 15 mm dalla superficie interna dello schermo contenente i fosfori, come illustrato nella sezione del cinescopio riportata in figura 5.1.1. Essa contiene tanti fori quante sono le aree elementari o terne fosforiche; come ordine di grandezza si può dire che su uno schermo da 25" siano contenuti circa 1.200.000 punti fosforici, per cui il numero di fori della maschera è di circa 400.000.

Per un corretto funzionamento del cinescopio, la curvatura della maschera deve copiare esattamente quella della superficie interna dello schermo. Per ottenere un perfetto «atterraggio» dei fasci anche ai bordi dello schermo, i fori verso la parte esterna della maschera hanno un diametro minore di quelli centrali. I fori inoltre non sono cilindrici ma svasati (fig. 5.1.5) onde evitare che elettroni spuri del pennello elettronico dispersi dai bordi dei fori colpiscano punti fosforici circostanti con relativa alterazione della «purezza del colore».

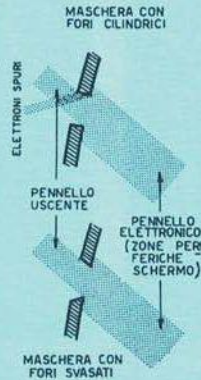


Fig. 5.1.5

L'area dei fori è minore di quella delle unità fosforiche e quindi dei fasci, per cui molti elettroni non raggiungono lo schermo ma atterrano con velocità notevole sulla maschera. Si può dire che circa l'80% di essi si fermi sulla superficie della maschera, mentre solo il 20% raggiunge i fosfori, con conseguente rendimento energetico assai basso.

L'impatto degli elettroni provoca un riscaldamento della maschera con conseguente dilatazione, che dovrà in qualche modo essere compensata. Consideriamo infatti una tensione acce-

leratrice di  $25KV$  ed una corrente di fascio di  $1mA$ : con un rendimento del 20%, circa  $5W$  risultano dissipati sullo schermo e  $20W$  sulla maschera. La figura 5.1.6 illustra come la dilatazione provochi uno spostamento dei fori rispetto ai fosfori, per cui, se prima del riscaldamento un pennello elettronico eccitava il fosforo  $P_1$ , dopo la dilatazione il fosforo eccitato risulta  $P_2$  con conseguente errore inaccettabile. Ora, se si provvede a spostare assialmente la maschera forata si nota, sempre in figura 5.1.6, come il pennello elettronico ecciti nuovamente il fosforo  $P_1$ . Nel cinescopio a maschera termocompensata si provvede ad attuare tale condizione avanzando, all'aumentare della temperatura, la maschera verso la superficie interna dello schermo; ciò è ottenuto fissando la maschera stessa ai relativi supporti con un sistema di molle a balestra realizzato con coppia bimetallica.

Un altro problema che sorge dall'impiego della maschera forata è quello dovuto all'effetto «moiré». La luminosità dello schermo dipende in larga misura dalla posizione reciproca tra le traiettorie di esplorazione delle righe sulla maschera e i fori ricavati nella stessa, in funzione delle dimensioni del pennello elettronico.

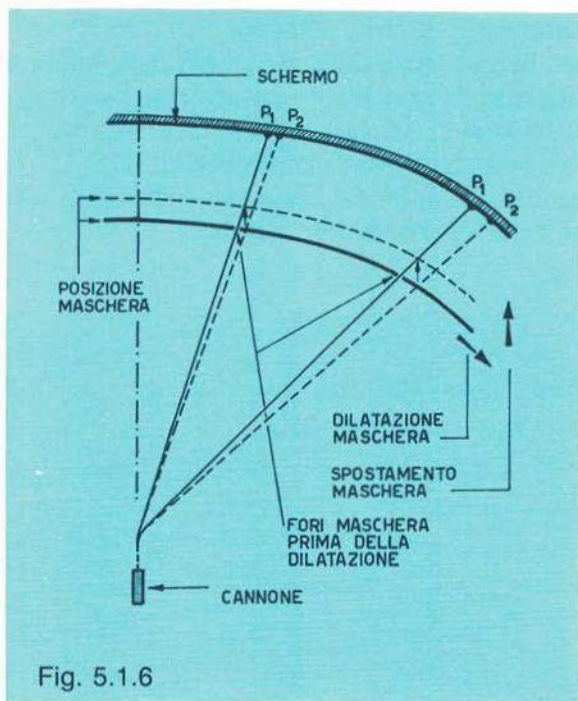


Fig. 5.1.6

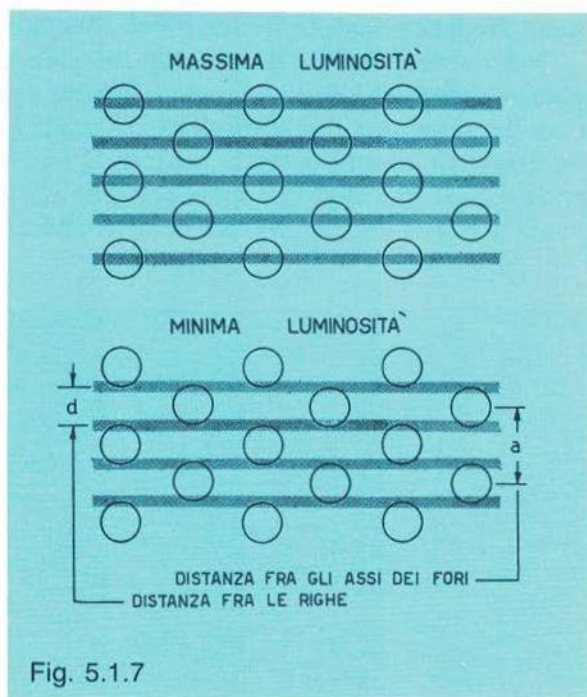


Fig. 5.1.7

In figura 5.1.7 si suppone che, per una debole intensità del fascio elettronico, la sua sezione sia minore del diametro dei fori e fra le varie righe non vi sia quindi sovrapposizione. In tal caso la luminosità apparente sullo schermo dipende anche dal fatto che il fascetto esplora la maschera secondo l'asse di una riga di fori (fig. 5.1.7 sopra - massima luminosità) o fuori asse (sotto). Poiché è praticamente impossibile mantenere costante e pari ad  $1/2$  il rapporto tra la distanza  $d$  fra le righe di esplorazione e l'interasse  $a$  fra i fori su tutta la superficie della maschera, si avranno, sullo schermo fosforescente, zone alternativamente più o meno luminose, dando così origine all'effetto «moiré».

Per i cinescopi funzionanti su standard europei è stata costruita una maschera i cui fori sono disposti ad una distanza  $a$  che, rapportata alla spaziatura  $d$  tra le righe di esplorazione,

dà luogo a rapporti  $3/8$ ,  $5/8$ ,  $7/8$  rispettivamente per il sistema a *405*, *625*, *819 linee*. Dato che il rapporto più favorevole è  $1/2$ , si ottiene così un funzionamento sufficientemente corretto della maschera specialmente con i due primi standard, non solo nel caso di ricezione a colori, ma anche in bianco e nero.

#### 5.1.4 I cannoni elettronici

I tre cannoni elettronici sono disposti a  $120^\circ$  e leggermente convergenti verso l'asse del tubo in modo da assicurare, nel centro della maschera forata, una perfetta convergenza dei tre fasci. La griglia  $G_1$ , posta immediatamente dopo il catodo (fig. 5.1.8), permette di modulare in intensità il pennello elettronico, la griglia  $G_2$  controlla la caratteristica mutua all'interdizione, mentre l'anodo di concentrazione provvede alla focalizzazione.

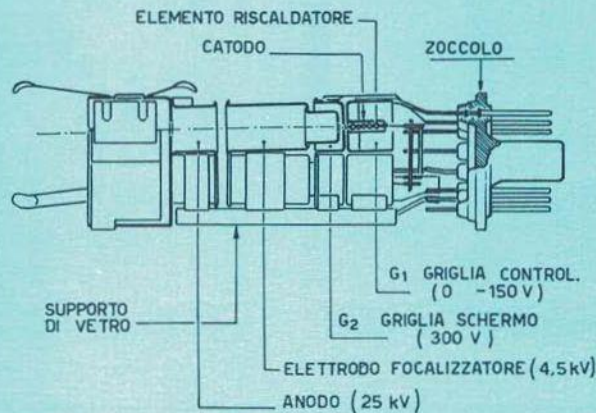


Fig. 5.1.8

Questi ultimi elettrodi sono portati all'esterno sullo zoccolo del tubo, su un piedino comune ai tre. Il complesso dei tre cannoni può essere considerato come l'insieme di altrettanti pentodi per i quali si richiede una uniformità di caratteristiche assai elevata. Risulta pertanto necessario poter intervenire sui vari elettrodi, con comandi separati, in modo che i tre fasci possano essere regolati indipendentemente.

La possibilità di una regolazione separata delle tensioni statiche  $V_{G1}$  e  $V_{G2}$  fa sì che le caratteristiche mutue dei tre pennelli possano essere rese tali che i rapporti di corrente dei fasci stessi risultino bilanciati per tutti i valori di luminanza.

I tre cannoni sono corredati da espansioni polari di materiale magnetico in modo da consentire di intervenire sulle traiettorie dei pennelli mediante l'impiego di magneti o elettromagneti esterni al tubo, come accennato in seguito, onde correggere gli inevitabili errori di geometria introdotti dal sistema tubo-giogo di deflessione.

## 5.1.5 Errori di geometria - Purezza - Convergenza statica e dinamica

a) *Purezza*

Prima di subire l'azione dei campi deflettori, i tre pennelli elettronici devono possedere una traiettoria tale che la parte di elettroni passante oltre la maschera colpisca fosfori di un solo ben determinato colore, quello proprio di ciascun pennello. Infatti, nel processo di deposizione dei fosfori, esiste nell'interno del tubo un punto o «centro di colore» da cui è possibile, attraverso i fori della maschera, vedere esclusivamente i fosfori corrispondenti, come rappresentato in figura 5.1.4.

Se, ad esempio, il pennello del rosso (che supponiamo, per semplicità, il solo attivato) non parte esattamente dal suo «centro di colore», esso non eccita solo il fosforo omonimo, ma può lambire in modo più o meno marcato i fosfori adiacenti, per esempio, il verde (fig. 5.1.9); si otterrà allora sullo schermo fluorescente, anziché una tinta rossa, un colore che, derivando dalla combinazione additiva del rosso e del verde, tenderà al giallo:

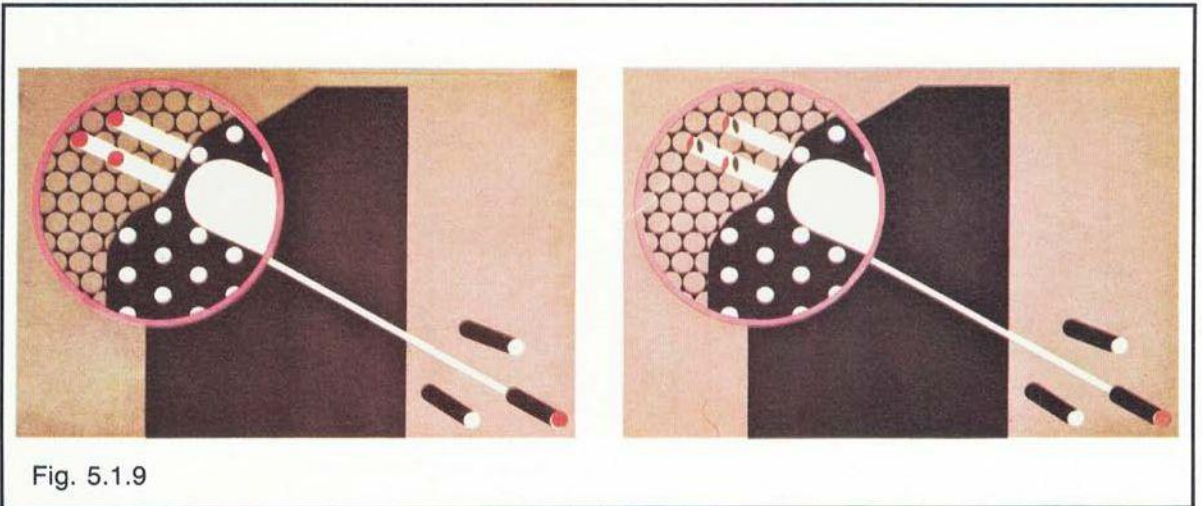


Fig. 5.1.9

Benché le tolleranze del processo costruttivo siano molto strette, esse non consentono una precisione sufficiente per cui è indispensabile correggere finemente l'esatta posizione di partenza dei tre fasci. Ciò si ottiene regolando in intensità e in direzione un campo magnetico le cui linee di forza possono essere ruotate, rimanendo su un piano ortogonale rispetto all'asse del tubo. Tale campo è prodotto dal «magnete di purità» (fig. 5.1.10), costituito da due magneti anulari collocati esternamente sul collo del cinescopio, in corrispondenza degli anodi ad alta tensione dei cannoni elettronici (v. fig. 5.1.1). Ruotando un anello rispetto all'altro, si regola l'intensità del campo magnetico (massimo con le polarità concordanti dei due anelli, minimo con polarità discordanti); ruotando insieme i due anelli, si ruota la direzione delle linee di forza.

Se malgrado queste regolazioni, che vengono effettuate curando specialmente la zona centrale, la purezza ai bordi dello schermo non risultasse perfetta, una ulteriore regolazione si ottiene variando la posizione assiale del giogo deflettore; l'azione di tale spostamento è illustrata in figura 5.1.11.

La purezza può essere contaminata anche dalla presenza di campi magnetici esterni, i quali agiscono prevalentemente magnetizzando la maschera forata metallica. Il solo campo ma-

gnetico terrestre è sufficiente a causare errori di purezza, per cui il cinescopio è protetto esternamente da uno schermo magnetico.

L'eventuale magnetismo residuo, che può imprimere deviazioni indesiderate alla traiettoria dei pennelli, viene comunque eliminato mediante uno smagnetizzatore automatico che genera un campo magnetico alternativo di sufficiente intensità ogni volta che il ricevitore o monitor viene acceso. Le bobine che costituiscono lo smagnetizzatore sono fissate allo schermo magnetico del cinescopio, come illustra la figura 5.1.12; la corrente che le percorre è tale da produrre un campo magnetico inizialmente forte, che automaticamente si riduce a zero dopo alcuni secondi. Nei recenti cinescopi tricromici a  $110^\circ$  lo schermo magnetico è incorporato nel cono di vetro del tubo stesso; anche in tal caso la bobina smagnetizzante è posta in modo analogo esternamente al cinescopio, come descritto precedentemente.

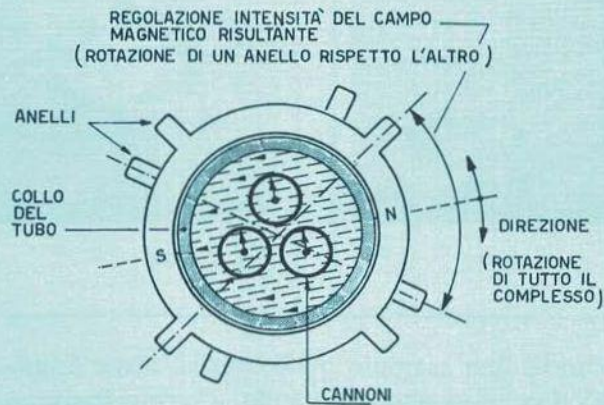


Fig. 5.1.10

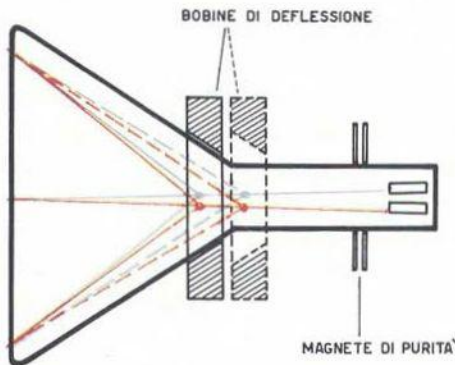


Fig. 5.1.11

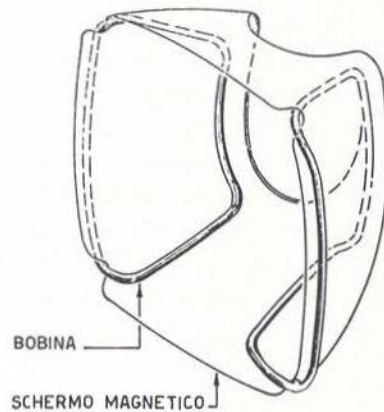
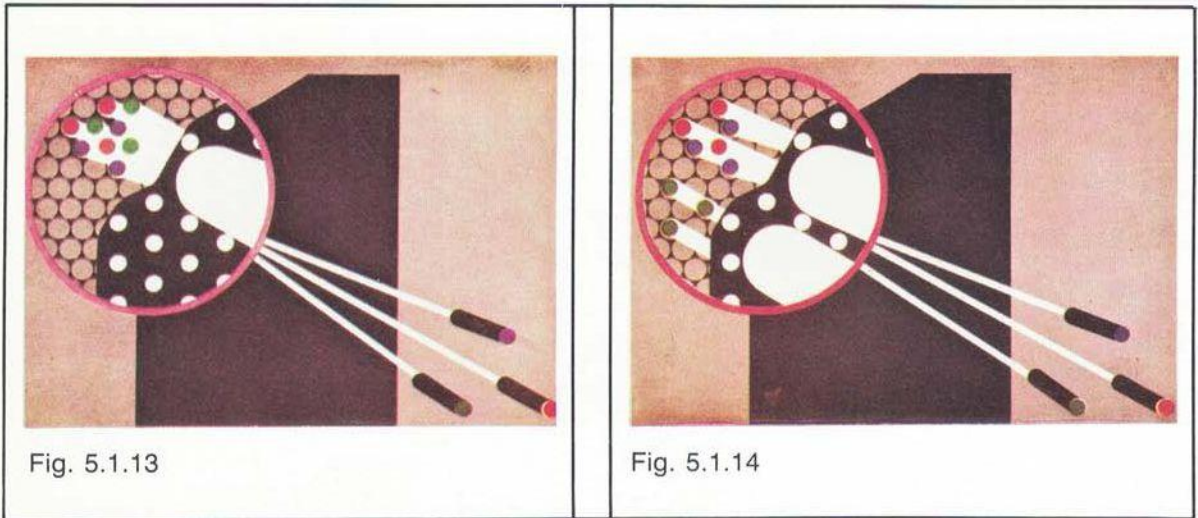


Fig. 5.1.12

b) *Convergenza statica e dinamica*

Si è puntualizzato il fatto che un'area elementare dello schermo può considerarsi correttamente illuminata se i tre pennelli interessano contemporaneamente gli stessi fori della maschera, come illustra la figura 5.1.13. In altri termini, i tre fasci debbono «convergere» sulla superficie della maschera; in tal caso, per un'intensità pressoché uguale dei tre fasci, un'area elementare formata da una terna di punti fosforici ugualmente illuminati, vista dalla normale distanza di osservazione, apparirà bianca.



Se invece uno dei pennelli, per esempio quello verde, come è indicato in figura 5.1.14, è deviato rispetto agli altri due, si genereranno sullo schermo fosforescente due aree distinte, una verde ed una magenta (colore composto dal rosso e dal blu) che, essendo sufficientemente staccate, l'occhio non potrà più fondere in un unico colore. Inoltre, in tal caso, anche la definizione dell'immagine risulterà gravemente compromessa.

Se l'errore si verifica anche al centro dello schermo, esso è dovuto ad imprecisioni costruttive ed ha carattere statico; in tal caso l'errore può essere corretto con l'introduzione di campi magnetici fissi. Al contrario, se l'errore avviene solo al di fuori dell'area centrale dello schermo, dove cioè interviene l'azione dei campi deflettori, la causa di «non convergenza» è dovuta al fatto che sia la maschera che lo schermo sono calotte sferiche il cui centro non giace nel centro di deflessione (fig. 5.1.15a). Inoltre è da tener presente che i tre centri di deflessione non sono coincidenti, poiché i tre cannoni non giacciono nell'asse del tubo, ma sono disposti a  $120^\circ$  lievemente traslati rispetto a tale asse. In tal caso le correzioni debbono essere funzione dell'angolo di deflessione e assumono quindi un carattere dinamico.

Sul collo del cinescopio vi è quindi un sistema che provvede alla correzione degli errori di convergenza; tale sistema comprende tre magneti o elettromagneti utili per la correzione statica, provvisti ciascuno di due avvolgimenti nei quali opportune correnti paraboliche provvederanno alla correzione dinamica.

La figura 5.1.15b illustra appunto il «giogo di convergenza». I campi magnetici generati agiranno sulla traiettoria dei pennelli elettronici, attraverso le espansioni polari fissate internamente al tubo, su ognuno dei cannoni.

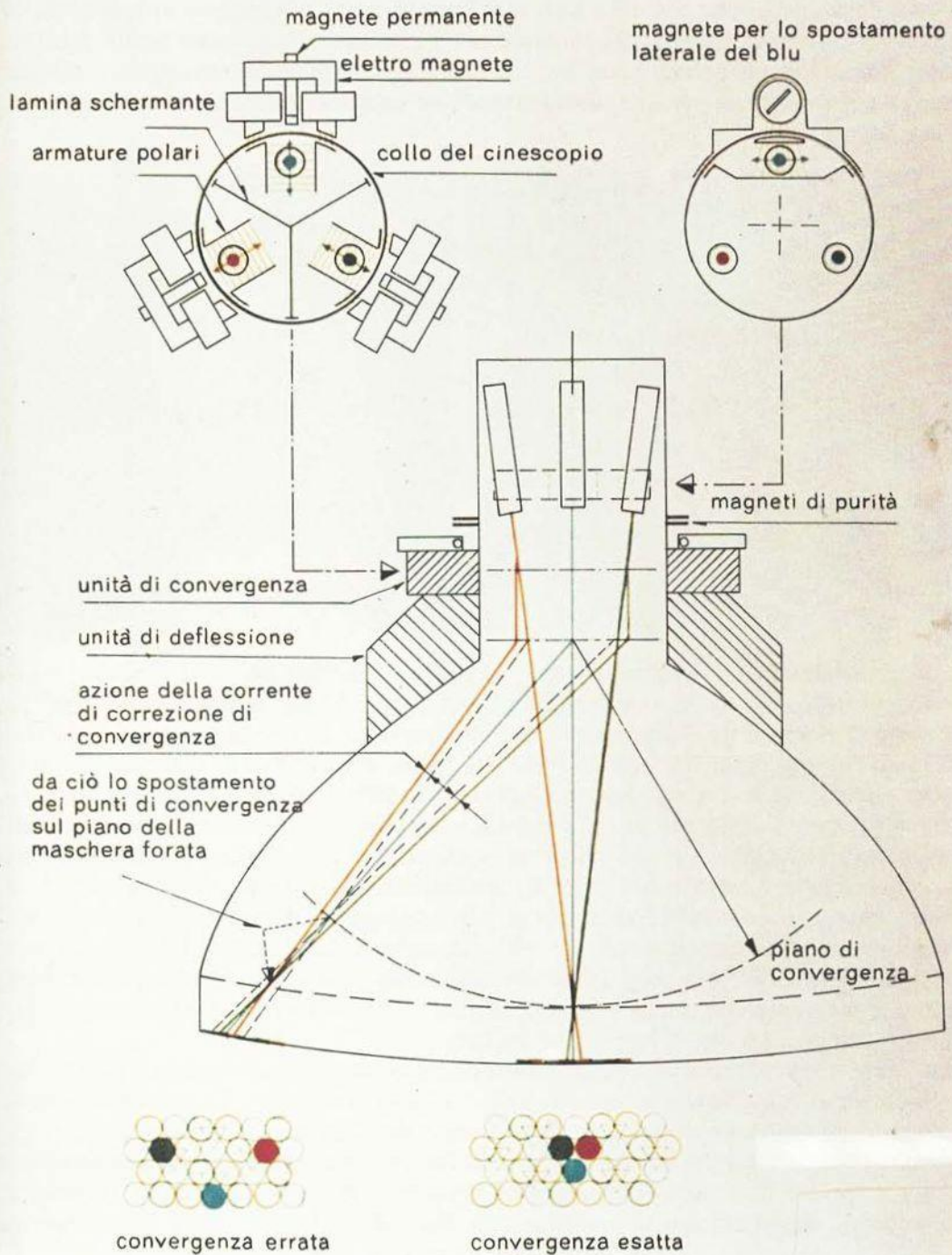


Fig. 5.1.15



La convergenza statica è ancora completata da un quarto magnete, detto «laterale blu» (fig. 5.1.15c), il quale provvede a far sì che i tre piani contenenti i fasci si incontrino lungo lo stesso asse, cosa questa che potrebbe non verificarsi a causa, sempre, di imprecisioni costruttive. L'azione correttiva del magnete laterale blu è chiarita ancora dalla figura 5.1.16.

Giova esaminare più dettagliatamente l'azione correttiva della convergenza dinamica; la sua discreta complessità di messa a punto costituisce uno dei fattori negativi a carico del cinescopio a maschera.

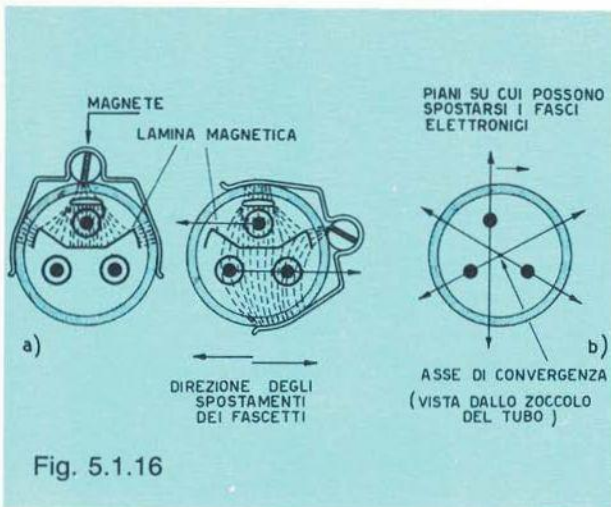


Fig. 5.1.16

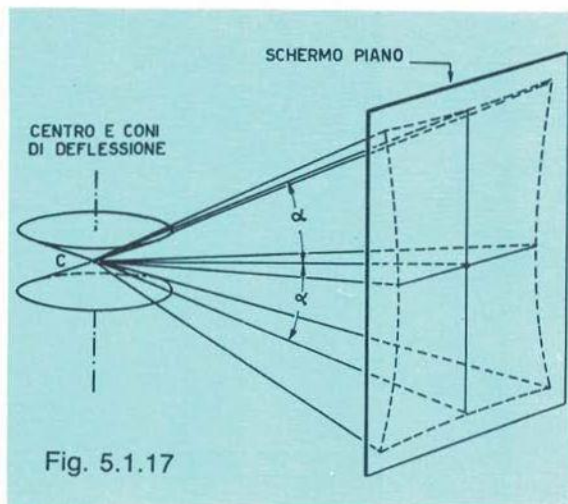


Fig. 5.1.17

I fasci provenienti dai tre cannoni non solo non entrano nel campo deflettore lungo l'asse del cinescopio, ma sono inclinati verso tale asse di circa  $1,5^\circ$  per ragioni di convergenza statica e posseggono quindi una, sia pur piccola, componente di velocità radiale. Il fatto che lo schermo non sia una superficie sferica avente il centro nel «centro di deflessione» si traduce nella nota distorsione a cuscino. Facendo riferimento alla figura 5.1.17, si può rilevare come i lati che delimitano l'esplorazione del pennello elettronico sullo schermo non siano rettilinei, ma rami di iperboli, tanto più marcati quanto più la superficie dello schermo si avvicina ad una superficie piana e quanto maggiore è l'angolo  $\alpha$  di deflessione. Nel caso del cinescopio tricromatico, tale errore si traduce in tracce generate dai singoli pennelli che, a parità di angolo di deflessione, sono ancora iperboli ma non coincidenti. La figura 5.1.18 evidenzia questo fatto; la regolazione della convergenza dinamica ha quindi lo scopo di rendere coincidenti sullo schermo le tre tracce con quella «ideale», segnata in figura a tratti neri e dovuta ad un unico ipotetico fascio, passante lungo l'asse del tubo.

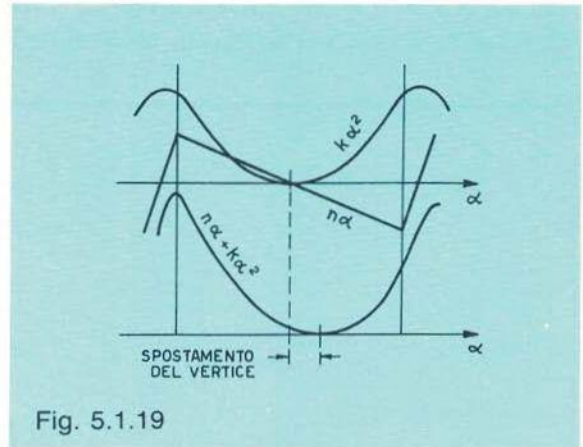
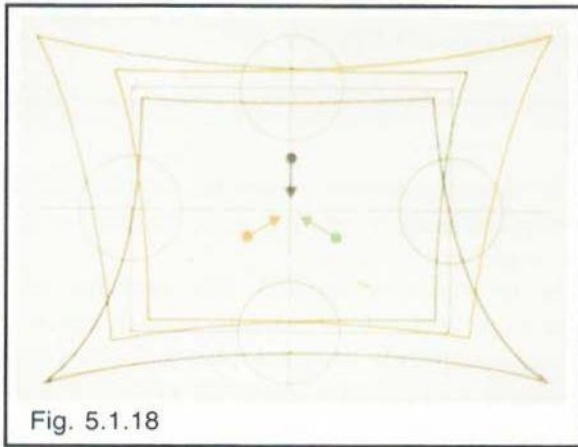
Per attuare questa condizione occorre introdurre correzioni indipendenti, sia in senso verticale che in senso orizzontale, su ciascuno dei tre fasci elettronici. Tali correzioni sono ottenute inviando adatte correnti nei due avvolgimenti di ciascuno dei tre magneti del giogo di convergenza (fig. 5.1.15b). Il campo magnetico dei tre magneti agisce, praticamente in modo indipendente, sui tre fasci elettronici attraverso le coppie di espansioni polari, separate da opportuni schermi magnetici disposti nell'interno del collo del tubo, come è schematizzato in figura 5.1.1.

Le correnti richieste per ciascuna di tali correzioni sono del tipo:

$$i = m + n\alpha + k\alpha^2$$

[1]

dove  $\alpha$  è l'angolo di deviazione, ed  $m$ ,  $n$ ,  $k$  sono parametri differenti per i tre magneti relativi ai tre fasci elettronici dei tre colori. La componente continua  $m$  della corrente  $i$  serve a correggere la convergenza statica; il secondo termine della [1], essendo proporzionale all'angolo di deviazione  $\alpha$ , ha perciò andamento a dente di sega con frequenza di riga per le correzioni orizzontali e frequenza di trama per quelle verticali; il parametro  $n$  determina l'inclinazione del dente di sega e quindi lo spostamento del vertice della parabola il cui andamento è dovuto al terzo termine  $k\alpha^2$  (fig. 5.1.19).



Anche questo termine contiene ovviamente frequenza di riga per le correzioni orizzontali e frequenza di trama per quelle verticali. Si noti che, poiché il cannone del blu giace sul piano assiale verticale, per la sua correzione di convergenza dinamica orizzontale si avrà  $n = 0$ , mentre per tutte le altre correzioni, sia  $n$  che  $k$  saranno diversi da zero (ossia la parabola di fig. 5.1.19, che rappresenta la corrente di correzione, sarà simmetrica solo per la correzione orizzontale del blu).

Per la sola correzione di convergenza dinamica sono quindi richieste almeno 12 regolazioni e cioè:

- 3 per le parabole a frequenza verticale;
- 3 per le parabole a frequenza orizzontale;
- 3 per i denti di sega a frequenza verticale;
- 3 per i denti di sega a frequenza orizzontale.

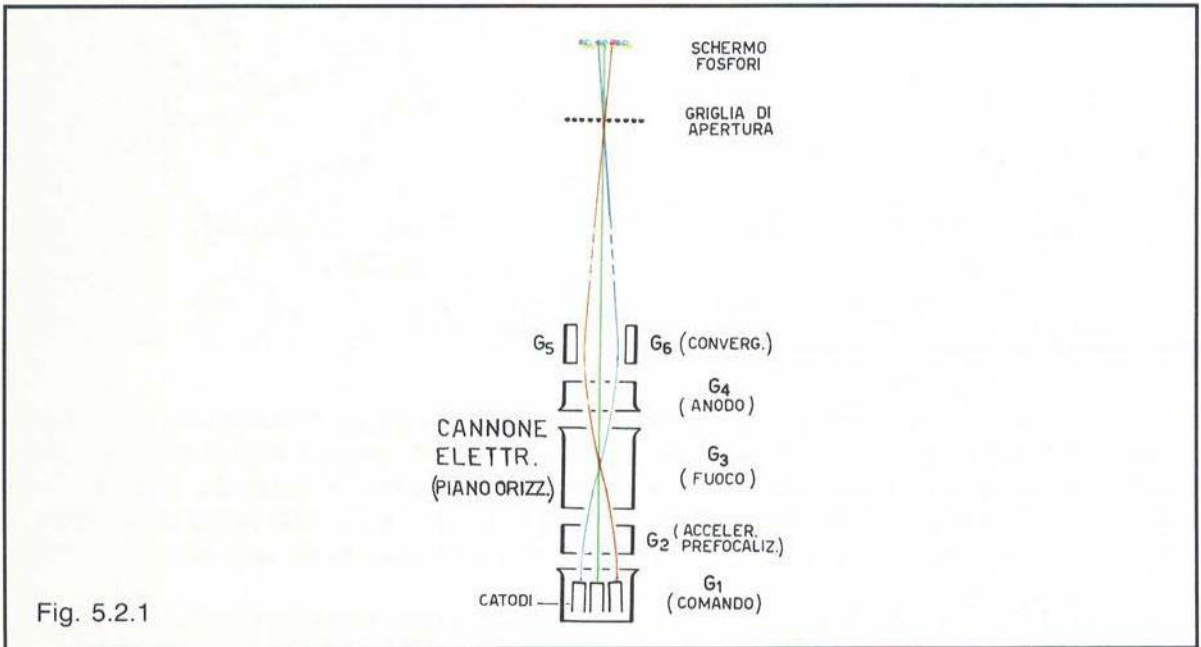
Tali regolazioni, aggiunte alle 4 di convergenze statica e alle 2 (intensità e direzione del campo) del magnete di purezza, formano un complesso di ben 18 comandi che si aggiungono a quelli già esistenti (ed agenti sul giogo di deflessione) per le regolazioni della geometria del bianco e nero.

Per quanto riguarda il problema delle geometrie, il cinescopio a maschera presenta quindi una messa a punto di notevole complessità operativa, non disgiunta da una precaria stabilità nel tempo. Applicando poi i segnali alternativi al tubo, sorgono i problemi già ricordati della compensazione della disuniformità di caratteristiche tra i cannoni, di diversa sensibilità dei fosfori, di stabilità nei rapporti della corrente di fascio che fanno del cinescopio a maschera il componente più delicato e critico, per messa a punto e stabilità, del ricevitore televisivo a colori.

## 5.2 Cinescopi con i tre fasci elettronici complanari

## 5.2.1 Trinitron

Nel cinescopio a colori denominato «trinitron» (Sony), anziché tre distinti cannoni elettronici disposti a delta, vi è un sistema costituito da tre catodi, disposti su un piano assiale orizzontale; tali catodi emettono tre fasci di elettroni che vengono focalizzati da un unico sistema di lenti elettrostatiche a larga apertura (i relativi elettrodi sono generalmente chiamati griglie); il sistema comprende anche due elettrodi (prismi) per far convergere i due fasci laterali sullo stesso punto della cosiddetta «griglia di apertura», posta davanti allo schermo fosforescente e che, nel trinitron, sostituisce la maschera forata (fig. 5.2.1).



Tale griglia di apertura è costituita da una serie di strisce filiformi parallele e verticali ed è ricavata, per incisione chimica, da una lamina metallica di circa 0,1 millimetri di spessore; nel tubo da 20 pollici, sottili segmenti orizzontali della lamina riuniscono di tanto in tanto le strisce verticali per conferire al sistema sufficiente rigidità meccanica.

Anche i tre fosfori sono depositati secondo terne di strisce verticali, allineate con le strisce della griglia di apertura, come è schematicamente indicato in figura 5.2.1. In questa figura sono indicate approssimativamente le traiettorie dei tre fasci elettronici, ciascuno dei quali, se non vi sono errori di purezza e di convergenza, colpisce solamente la striscia del fosforo del colore assegnato.

La particolare disposizione dei fosfori e della griglia di apertura annulla i problemi legati alla purezza ed alla convergenza in senso verticale. Invece nel senso orizzontale gli errori di purezza vengono compensati in modo analogo a quanto visto nel cinescopio con cannoni a delta (paragr. 5.1.5, fig. 5.1.10). Gli errori di convergenza statica e dinamica verranno quindi corretti solo in senso orizzontale e limitatamente ai pennelli laterali ( $R - B$ ), poiché il pennello del verde, essendo posto sull'asse del tubo, non subirà alcun errore di traiettoria.

### 5.2.2 Cinescopio tricromico con cannoni in linea

Un ulteriore cinescopio tricromico denominato «precision in line gun», ossia con cannoni in linea di precisione, è stato studiato e messo a punto dalla ITT.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

- a) come nel trinitron, i tre fasci del blu (*B*) del rosso (*R*) e del verde (*V*) sono disposti su un piano orizzontale, ma la loro sequenza è diversa giacché al centro, anziché il verde, come nel trinitron, vi è il rosso; ciò per rendere visivamente meno evidenti eventuali piccoli difetti di convergenza; l'occhio infatti risulta particolarmente sensibile ad errori di tale tinta. I tre fasci sono emessi da tre catodi (con interasse di 5,08 mm) focalizzati da un unico sistema di lenti elettrostatiche (che determinano anche la convergenza di poco meno di  $1^\circ$  dei fasci esterni), le cui sezioni assiali, verticale ed orizzontale, sono rappresentate in figura 5.2.2; il sistema è particolarmente compatto, tanto che il diametro esterno del collo del tubo è di 29 mm;

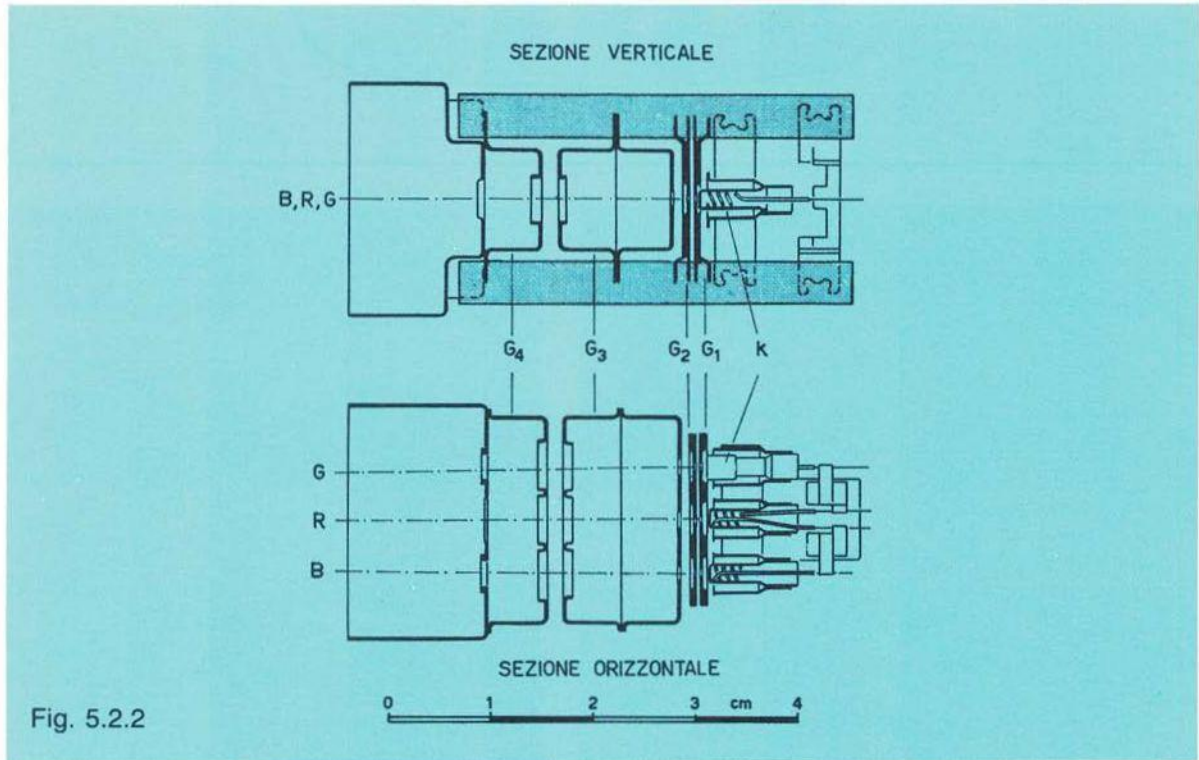


Fig. 5.2.2

- b) è nuovamente usata una maschera (più robusta della griglia del trinitron) ma con fori ellittici aventi l'asse allungato verticalmente (slit-mask);
- c) lo schermo fosforescente è composto, come nel trinitron, da linee fosforiche verticali continue, però con sequenza mutata, e la maschera ha i fori a forma di segmenti verticali (altezza circa tripla della larghezza). La figura 5.2.3 rappresenta un frammento molto ingrandito dello schermo fosforescente, visto dai tre punti focali dei tre fasci, attraverso la maschera;

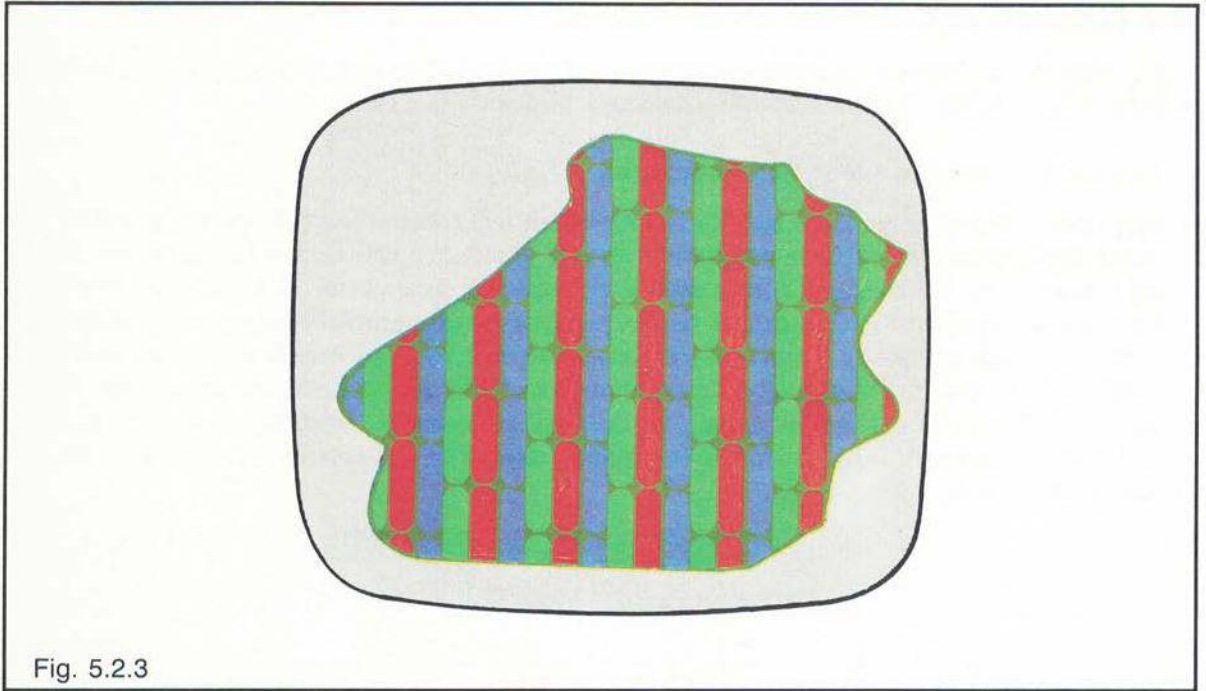


Fig. 5.2.3

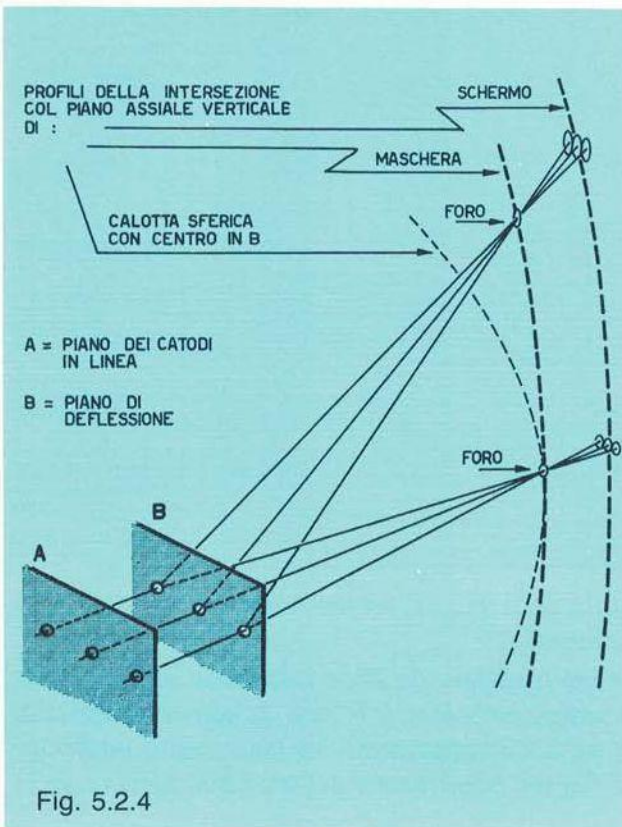


Fig. 5.2.4

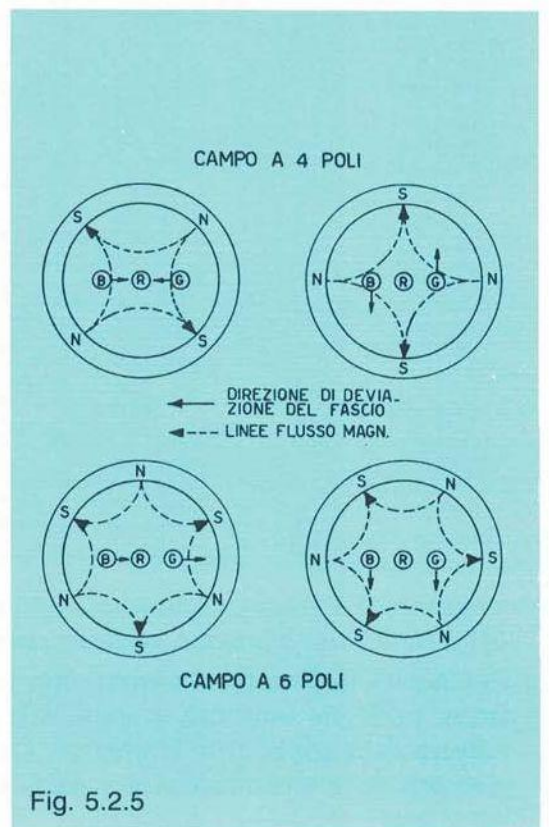


Fig. 5.2.5

- d) il particolare giogo di deflessione determina un effetto astigmatico, crescente con l'angolo di deflessione e tale da trasformare la sezione di ciascun fascio, che al centro dello schermo è circolare, in sezione ellittica con l'asse maggiore verticale e di lunghezza crescente nelle zone periferiche dello schermo, come è illustrato in figura 5.2.4.
- e) internamente al collo del tubo non sono necessarie le espansioni polari e gli schermi magnetici presenti nel tubo a cannoni disposti a delta, che sono necessari per ottenere la convergenza dinamica; ciò permette, tra l'altro, di realizzare un cannone più corto (fig. 5.2.2) e quindi anche la lunghezza complessiva del tubo, a parità di angolo di deflessione, risulta ridotta;
- f) la precisione complessivamente ottenuta ha consentito di fissare permanentemente, in sede di produzione, il giogo di deflessione (più leggero e compatto per il minore diametro del collo) direttamente sul cinescopio.

Il giogo di deflessione è del tipo ad avvolgimenti a sella; esso inoltre è stato progettato in modo da eliminare l'effetto trapezio e gli errori di convergenza agli angoli dello schermo precedentemente illustrati. La sua impedenza è adatta all'impiego di circuiti di deflessione a semiconduttori e presenta la seguenti caratteristiche.

<i>Bobine per la deviazione orizzontale</i>	<i>parallelo</i>	<i>serie</i>	
Induttanza a $1V_{eff}$ e $1\text{ kHz}$ .....	$0,18 \pm 5\%$	$0,632 \pm 5\%$	<i>mH</i>
Resistenza a $25^\circ\text{C}$ .....	$0,4 \pm 7\%$	$1,6 \pm 7\%$	<i>ohm</i>
Corrente di deflessione con $\text{EHT} = 25\text{ kV}$ ...	$11,8$	$5,9$	$A_{pp}$

<i>Bobine per la deviazione verticale</i>			
Induttanza .....		$1,15 \pm 5\%$	<i>mH</i>
Resistenza a $25^\circ\text{C}$ .....		$2,22 \pm 7\%$	<i>ohm</i>
Corrente di diflessione con $\text{EHT} = 25\text{ kV}$ ...		$3,5$	$A_{pp}$

La tensione massima ammessa fra bobine verticali e orizzontali è di  $500 V_{pp}$ .

Sul collo del tubo vi è sempre una «unità di convergenza statica e di purezza»; la prima è costituita da quattro anelli di materiale magnetico (impasto di bario e ferrite) disposti in un apposito supporto di plastica.

Per comprendere il funzionamento di tale unità, si consideri la figura 5.2.5. Ogni coppia di anelli, come nel caso del magnete di purezza del cinescopio con cannoni a delta (paragr. 5.1.5, fig. 5.1.10), consente, con la rotazione reciproca dei due anelli, di variare l'intensità del campo magnetico prodotto e, con la rotazione solidale dei due anelli, di variare l'orientamento di tale campo magnetico. Nel caso considerato, gli anelli, anziché essere in numero due, ciascuno a due poli, sono due a quattro e altri due a sei poli; perciò al centro, ossia sull'asse del tubo, il campo è nullo e il fascio elettronico centrale (rosso) non risulta deviato. Invece, in corrispondenza dei due fasci elettronici laterali (blu e verde), le linee di forza magnetiche hanno direzioni opposte per il campo prodotto da anelli a quattro poli (in alto in fig. 5.2.5) e direzioni concordanti per gli anelli a sei poli (in basso in fig. 5.2.5). Poiché l'intensità e la direzione di tali linee di forza sono regolabili con la rotazione (reciproca e solidale) delle coppie di anelli, è possibile correggere le traiettorie dei fasci laterali in modo da farle convergere, in corrispondenza della superficie della maschera, sul fascio centrale (rosso) ed ottenere così la correzione di convergenza.

Tali regolazioni sono indipendenti dai circuiti del ricevitore; è perciò possibile cercare, in sede di collaudo del tubo, le regolazioni ottimali e fissare permanentemente anche l'unità suddetta sul collo del tubo, che perciò non richiederà nessuna regolazione aggiuntiva.

È da osservare che con il sistema descritto si è potuto evitare, come s'è detto, di inserire materiale magnetico nell'interno del tubo.

Il cinescopio «Precision In Line», indicato con la sigla P.I.L., viene prodotto con schermi da 16, 20 e 26 pollici; angolo di deflessione di 90° e 110° e lunghezza totale di 360 e 120 mm. L'alimentazione richiede una tensione anodica di 25 kV (massima 27,5 kV) con una corrente anodica di 1 mA (massima 1,5 mA).

Le difficoltà di ottenere elevata «purezza» e buona «convergenza» statica e dinamica, sia nella zona centrale che nelle zone periferiche dello schermo del cinescopio con cannoni a delta, si possono, in buona parte, far risalire alla ragione seguente: i tre fasci sono disposti ai vertici di un triangolo equilatero e agiscono su terne di punti fosforici ugualmente disposti a triangolo, mentre l'esplorazione dello schermo avviene secondo un sistema cartesiano di spostamenti orizzontali (righe) e verticali (trame). Il sistema così ottenuto è incongruente e si è visto quale numero di complesse correzioni e regolazioni si siano dovute escogitare per ottenere che la «purezza» dei colori e la «convergenza» dei fasci sui fori della maschera fossero conseguite in misura sufficiente su tutta la superficie dello schermo. È altresì logico che tale somma di dispositivi di correzione risulti soggetta a sregolazioni che rendono instabile, in sede di esercizio, l'uso di tale cinescopio.

I due nuovi cinescopi eliminano parzialmente tali inconvenienti, usando una terna di fasci elettronici disposti su un piano assiale orizzontale (parallelo quindi con le linee di esplorazione dello schermo) e terne di fosfori diposte su strisce verticali monocromatiche (parallele con l'esplorazione di trama). In tal modo gli errori di convergenza dovuti all'esplorazione verticale risultano molto meno accentuati giacché i tre fasci, per spostamenti verticali, dopo aver attraversato la griglia di apertura (o la maschera a fori ellittici) «atterrano» sempre sulla stessa striscia del fosforo di un determinato colore; ciò anche se lo schermo non è affatto una calotta sferica il cui centro coincide con il centro di deflessione (fig. 5.1.15a).

Una esplorazione geometricamente corretta (righe perfettamente orizzontali, precisi spostamenti verticali) contribuisce a ridurre gli errori di convergenza sia in direzione orizzontale, che verticale.

Il miglioramento delle tecniche costruttive, che hanno consentito di realizzare in serie cannoni elettronici e gioghi di deflessione di grande precisione, hanno permesso quindi di ottenere cinescopi che praticamente non richiedono particolari regolazioni di purezza, di convergenza e neppure di geometria, se non quelle necessarie in sede di collaudo del tubo in fabbrica.

Nel caso del tubo P.I.L., la sua installazione sul ricevitore è addirittura più semplice di quella di un cinescopio in bianco e nero, giacché giogo e magneti di purezza sono prearati e fissati sul tubo stesso.

Anche il ricevitore risulta più semplice, in primo luogo si possono usare circuiti di deflessione a stato solido; inoltre nel trinitron si rende necessaria, per la convergenza dinamica, solo una corrente parabolica a frequenza di riga che richiede solo piccole regolazioni allorché debba essere sostituito il cinescopio; nel cinescopio P.I.L., il cui giogo corregge l'errore a cusco, non è necessario ricavare dai circuiti del ricevitore nessuna corrente per la correzione dinamica.

Fra gli altri vantaggi ottenuti in tali tubi elenchiamo:

– le nuove ottiche dei cannoni elettronici consentono una migliore focalizzazione;

- la griglia di apertura (e, sia pure in minore misura, anche la maschera a fori ellittici) presenta una trasparenza (cioè un rapporto tra superficie delle fessure o dei fori e superficie totale) più elevata di quella (17%) della maschera a fori rotondi.
- la superficie dei fosfori depositi a strisce verticali copre una percentuale (quasi il 100%) dell'intera superficie dello schermo superiore a quella ottenibile con le terne di punti.

Questi tre fattori consentono di ottenere due importanti ulteriori vantaggi:

- la riduzione della percentuale di elettroni catturati dalla griglia di apertura (o dalla maschera a fori ellittici) e quindi una diminuzione del suo riscaldamento;
- un aumento della luminosità (e quindi del contrasto) ottenibile sullo schermo fosforescente.

I nuovi cannoni elettronici richiedono una tensione di focalizzazione più bassa ( $0 \div 300 V$ ) di quella richiesta nel cinescopio con cannoni a delta ( $3,5 \div 4,5 kV$ ); perciò i circuiti associati risultano più semplici.

Nei nuovi cinescopi l'effetto del campo magnetico terrestre è meno sentito, sia perché la superficie reale della griglia di apertura o della maschera a fori ellittici (che sono di materiale magnetico) è minore, sia perché la componente orizzontale del campo magnetico terrestre (che è la più intensa), dando luogo a deviazioni verticali dei tre fasci, non determina errori di purezza o di convergenza. Ciò rende tali cinescopi particolarmente adatti per televisori portatili. Infatti, se necessaria, la compensazione dell'effetto del campo magnetico terrestre rimane valida solo finché il televisore non viene variamente dislocato.

Occorre inoltre ricordare che nei nuovi tubi la griglia di comando è realizzata in un singolo elettrodo planare con tripla apertura, che consente una più elevata precisione delle posizioni dei tre pennelli. Ciò comporta peraltro che il cinescopio sia pilotabile esclusivamente con i segnali  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , applicati ai tre catodi, il che esclude l'impiego dello stesso cinescopio come elemento di matrice.

Infine la griglia di focalizzazione e l'anodo di alta tensione nel cinescopio P.I.L. sono attuati secondo una configurazione a conchiglia, in modo che la lente elettronica possa, oltre che adempiere alla sua naturale funzione, proteggere anche la parte circuitale di comando del cinescopio dal pericolo di scariche impulsive.

Forse l'inconveniente più rilevante del cinescopio P.I.L. sta nel fatto che l'impiego di un giogo astigmatico, che determina un allungamento verticale della sezione del fascio nelle zone periferiche dello schermo (fig. 5.2.4), produce una parziale sovrapposizione delle linee, con conseguente riduzione del dettaglio verticale in tali zone.

La costante evoluzione tecnologica ha comunque permesso di raggiungere risultati buoni con schermi da 26", angolo di deflessione  $110^\circ$ , adottando sistemi di compromesso tra il P.I.L., che non prevede comandi di geometria, ed il sistema autoconvergente 20 AX che prevede un numero di regolazioni assai limitate.

### 5.2.3 Sistema autoconvergente 20 AX

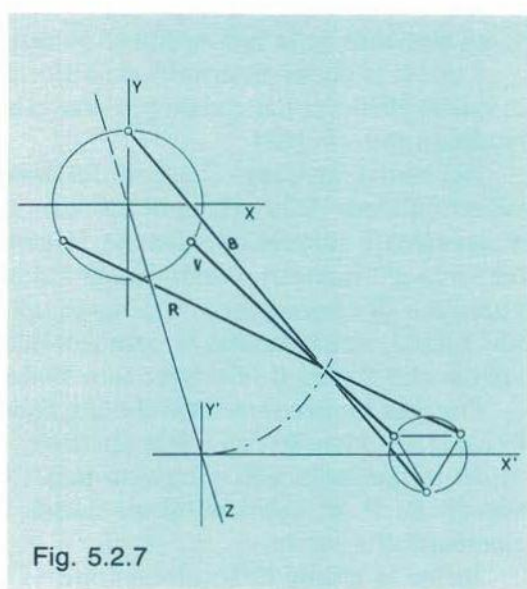
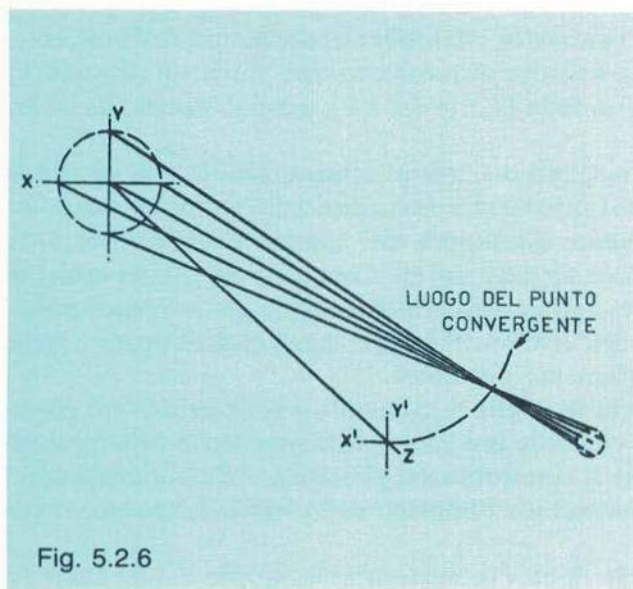
Accenniamo ora brevemente al sistema denominato 20 AX, che consente di ottenere la convergenza dinamica dei tre pennelli elettronici in modo «automatico», eliminando così i circuiti ed il giogo di convergenza convenzionali. La differenza sostanziale tra tale sistema ed il P.I.L. sta nel fatto che il 20 AX è completato da alcuni comandi di correzioni dinamiche, i quali servono esclusivamente a compensare le tolleranze di produzione dei componenti usati, come gioghi di deflessione e cinescopi, evitando al costruttore la ricerca dell'accoppiamento



migliore tra cinescopio e giogo stesso, condizione essenziale del P.I.L.

I fattori fondamentali che influiscono negativamente sulle convergenze dei fascetti sullo schermo fosforico del cinescopio sono, come già visto:

- 1) *Il raggio di curvatura* del fascio elettronico non coincidente con quello dello schermo, per cui su quest'ultimo, anziché il punto di convergenza dei fascetti, si formerà una loro sezione circolare, come riportato in figura 5.2.6. Tale errore, trasposto su un cinescopio con cannoni a delta, è illustrato in figura 5.2.7.



- 2) *L'astigmatismo* prodotto dal campo magnetico di deflessione sui tre pennelli trasforma il punto di convergenza in due linee focalizzate, parallele alle direzioni delle scansioni; gli effetti combinati, causati da questi primi due fattori (punti 1 e 2), nel caso di cinescopi con cannoni a delta, sono riportati in figura 5.2.8, la quale evidenzia come i punti che rappresentano i tre pennelli, anziché giacere sui vertici di un triangolo equilatero, giacciono su quelli di un triangolo isoscele.
- 3) *L'effetto coma* o di aberrazione asimmetrica prodotto da un'azione diseguale del campo di deflessione sui pennelli elettronici; tale effetto, su un sistema di cannoni a delta, agisce in modo che i pennelli dei cannoni blu e rosso, che non si trovano sul piano  $YZ$ , subiscano una deviazione più accentuata.

Nella configurazione «in linea» il coma, dovuto al campo di deflessione orizzontale, sposta in tale direzione il fascio verde (centrale) rispetto ai due esterni rosso e blu, mentre il campo deflettore verticale produce un coma che sposta ancora il fascio centrale, ma ovviamente in senso verticale.

Il principio fondamentale della correzione automatica della convergenza si basa sul fatto che la curvatura del campo (punto 1) può essere compensata incrementando l'astigmatismo prodotto dal campo deflettore, in modo da eliminare gli errori di convergenza lungo un asse, per esempio quello orizzontale, enfatizzandolo ovviamente per quello verticale. In un cinescopio con cannoni a delta e schermo piano, tale tecnica consentiva la focalizzazione su tutto lo schermo della linea focale verticale.

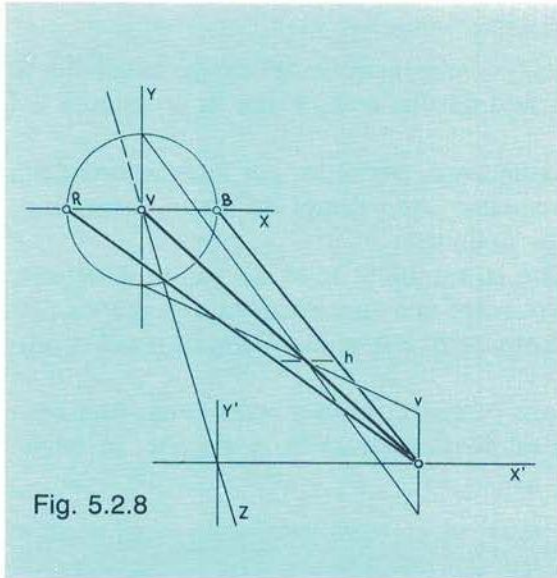


Fig. 5.2.8

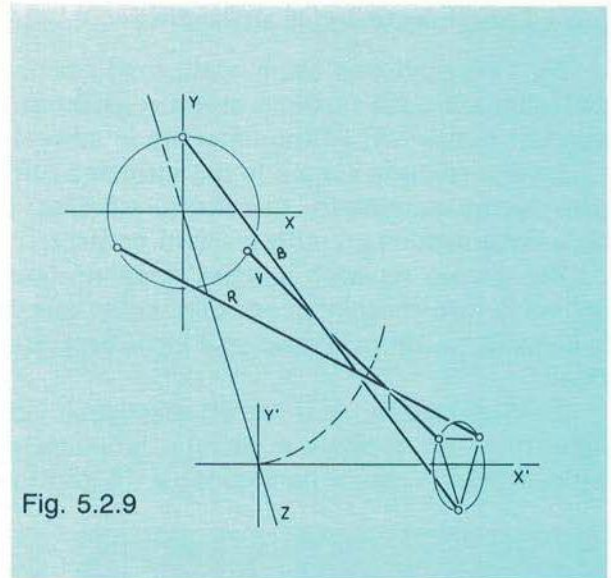


Fig. 5.2.9

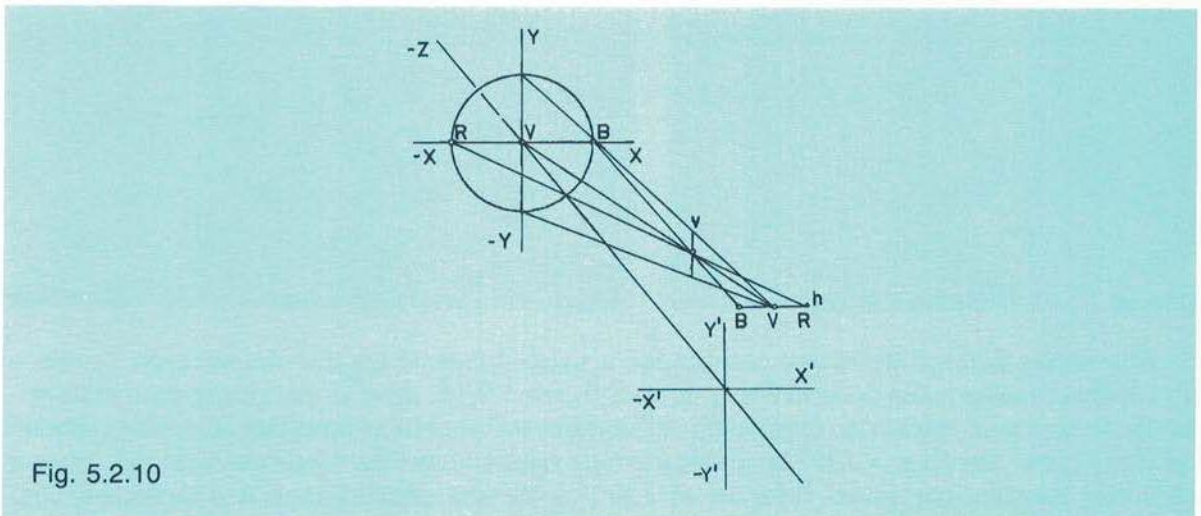


Fig. 5.2.10

In un cinescopio a cannoni complanari (fig. 5.2.9) la linea verticale, sulla quale giacciono i tre fasci, dà luogo ad un unico punto, con perfetta convergenza su tutto lo schermo.

Affinché la stessa cosa si verifichi anche per la deflessione verticale, ossia che la linea focale verticale, rappresentante il punto di convergenza, appartenga al piano dello schermo, è indispensabile invertire il segno del campo di deflessione, in modo da invertire altresì la posizione delle linee focali, come illustra la figura 5.2.10.

Infatti, se il campo deflettore verticale fosse eguale a quello orizzontale, naturalmente ruotato di  $90^\circ$ , sul piano dello schermo andrebbe a giacere la linea focale orizzontale, contenente i tre fascetti separati, anziché quella verticale contenente il punto di convergenza. In tali condizioni, per tutti i valori dell'angolo di deflessione, le linee focali verticali, che rappresentano il punto di convergenza, giacciono sul piano dello schermo, attuando appunto il principio della convergenza automatica realizzato dal sistema 20 AX.

### 5.2.4 Campi magnetici di deflessione

Sia l'astigmatismo che il coma sono funzioni della configurazione dei campi magnetici di deflessione, i quali possono essere considerati costituiti da due zone, l'una in prossimità dei cannoni elettronici, l'altra adiacente lo schermo.

Questa seconda zona è la più influente sull'astigmatismo, pertanto, per l'attuazione della convergenza automatica su tutto lo schermo, è necessario che i campi deflettori presentino, nella zona suddetta, configurazioni particolari e ben definite.

Per quanto riguarda il coma, vengono interessate entrambe le zone dei campi deflettori, per cui la loro configurazione deve essere tale da provocare una cancellazione automatica della distorsione, proprio dove essa viene generata; il sistema 20 AX realizza appunto tali condizioni.

Puntualizzando, se il campo magnetico deflettore presenta, in una certa zona, una configurazione per esempio a cuscino, la compensazione dovrà operare in modo che, in quella parte, assuma una configurazione a «barilotto».

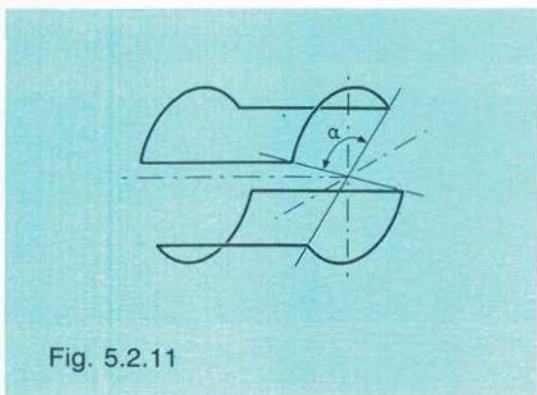


Fig. 5.2.11

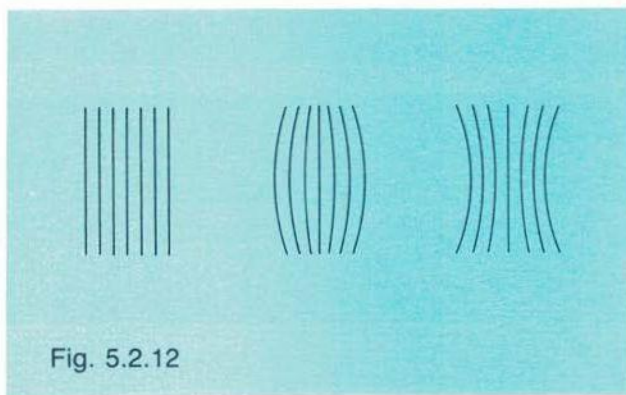


Fig. 5.2.12

Adottando il giogo deflettore con bobine a sella, il legame tra distribuzione del campo e forma delle bobine è funzione dell'angolo  $\alpha$  di figura 5.2.11, dove quest'ultime sono state stilizzate in due sole spire, per semplicità. Al variare dell'angolo si modifica la configurazione del campo; per angoli  $\alpha > 120^\circ$  la configurazione risulta a cuscino (deformazione del raster a barilotto) mentre, per valori inferiori ai  $120^\circ$ , si ha una distribuzione a «barilotto» (fig. 5.2.12). In pratica, per realizzare la richiesta distribuzione del campo deflettore come previsto dal sistema 20 AX, bisogna che l'angolo  $\alpha$  vari lungo l'intera lunghezza delle bobine deflettrici. Le bobine di deflessione orizzontale dovranno presentare un angolo  $\alpha$  di circa  $90^\circ$  nella zona più vicina ai cannoni e di circa  $150^\circ$  in quella adiacente allo schermo, con conseguente distorsione del raster a «barile», in modo da compensare la deformazione a cuscino esaminata in precedenza.

Nel caso specifico di cinescopio a cannoni complanari, i campi deflettori richiesti danno luogo a distorsione est-ovest del raster a cuscino, di entità molto maggiore di quella nord-sud, e ciò in virtù appunto della particolare disposizione in linea dei cannoni. A causa però della polarità dell'astigmatismo, come precedentemente visto, la distorsione nord-sud risulta a forma di «barilotto» quindi, per le bobine deflettrici verticali, l'angolo  $\alpha$  dovrà risultare opposto a quello visto per la deflessione orizzontale.

La suddetta distorsione nord-sud viene ulteriormente ridotta sagomando in modo particolare l'anello di ferrite che supporta gli avvolgimenti del lato rivolto verso i cannoni. Con tale struttura geometrica verranno annullati gli errori dovuti all'effetto coma.

Le bobine del giogo per il sistema 20 AX sono inoltre strutturate a sezioni, con una ripartizione che varierà in modo da produrre l'astigmatismo necessario alla convergenza su tutta la superficie dello schermo.

La distorsione est-ovest viene corretta normalmente con i convenzionali sistemi di modulazione della corrente deflettrice.

Per quanto concerne le correzioni statiche, anche nel caso del sistema 20 AX l'unità che provvede allo scopo è identica a quella descritta precedentemente in modo esauriente. Giova però rammentare come tale unità di correzione sia, nel caso del P.I.L., pretrata in fabbrica dopo accurata scelta della coppia giogo deflettore-cinescopio, mentre nel sistema 20 AX essa è provvista di «orecchiette» che consentono la regolazione che avviene, anche in tal caso, mediante rotazione degli anelli magnetici.

Anche nel caso del 20 AX tale unità è posizionata subito dietro l'unità di deflessione.

Il sistema autoconvergente 20 AX è integrato da correzioni dinamiche le quali, come rilevato, compensano le tolleranze di produzione dei componenti impiegati nell'operazione di sintesi. La sequenza delle figure 5.2.13, 14, 15, 16, 17 offre, in un quadro riassuntivo, una visione globale degli errori e dei sistemi compensativi adottati.

Il campo magnetico del sistema correttivo di figura 5.2.13 è prodotto da 4 avvolgimenti sistemati sul medesimo nucleo, sul quale sono pure alloggiate le bobine di deflessione.

I campi magnetici, di cui le figure 5.2.15, 16, 17 illustrano l'azione correttiva, sono ottenuti sbilanciando le correnti deflettrici. Le sei correzioni citate, applicate a cinescopi da 22", possono così essere riassunte:

- 2 correzioni lineari orizzontali;
- 2 correzioni lineari verticali;
- 2 correzioni paraboliche verticali.

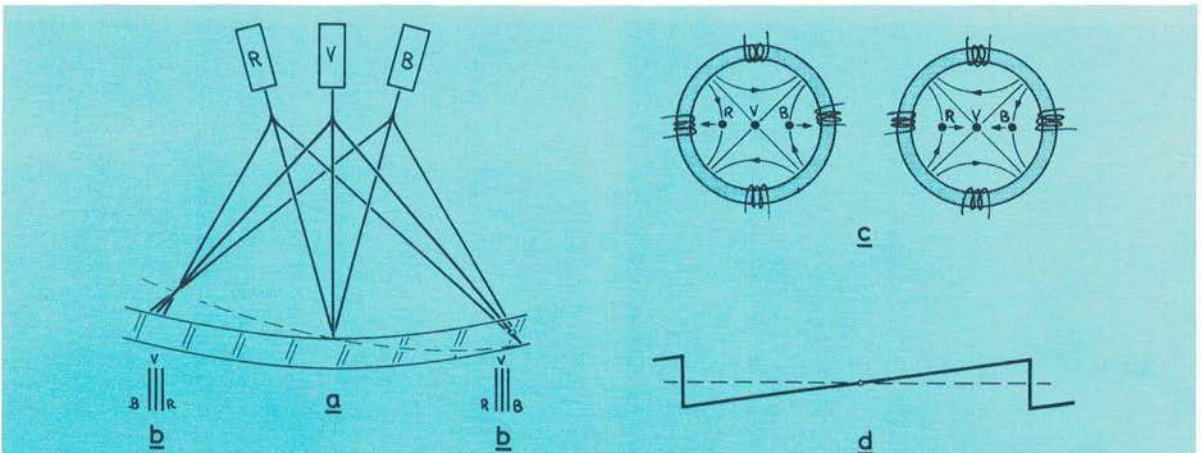
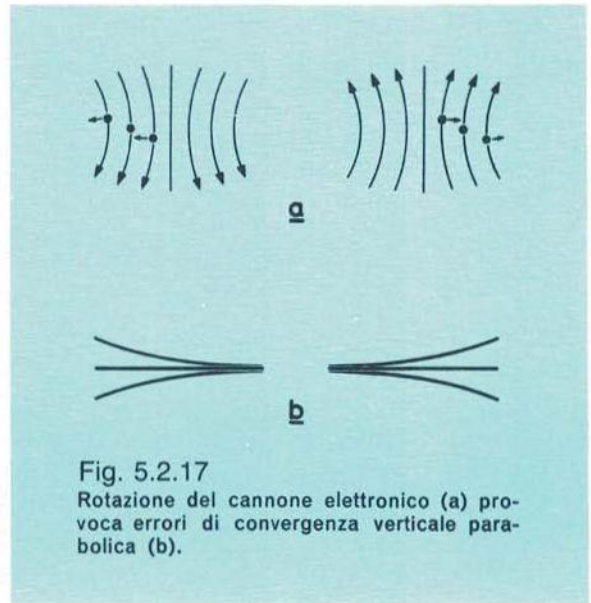
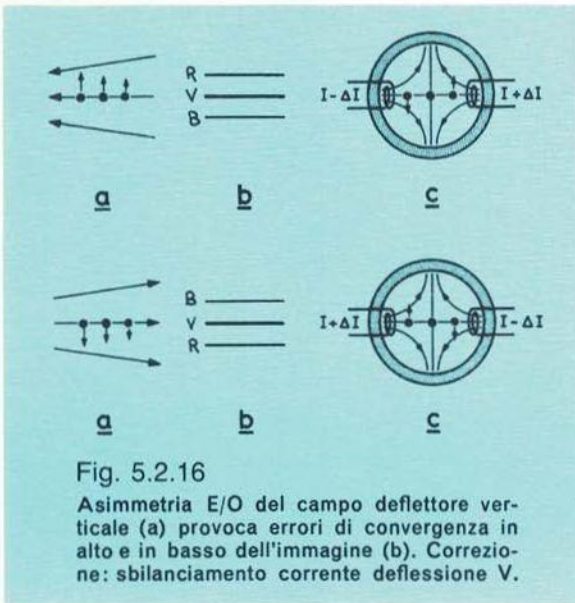
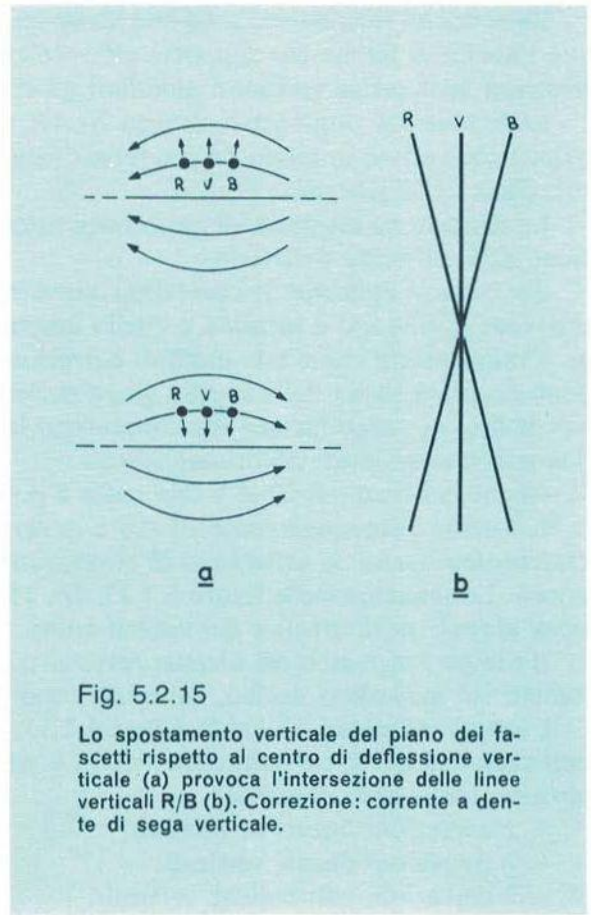
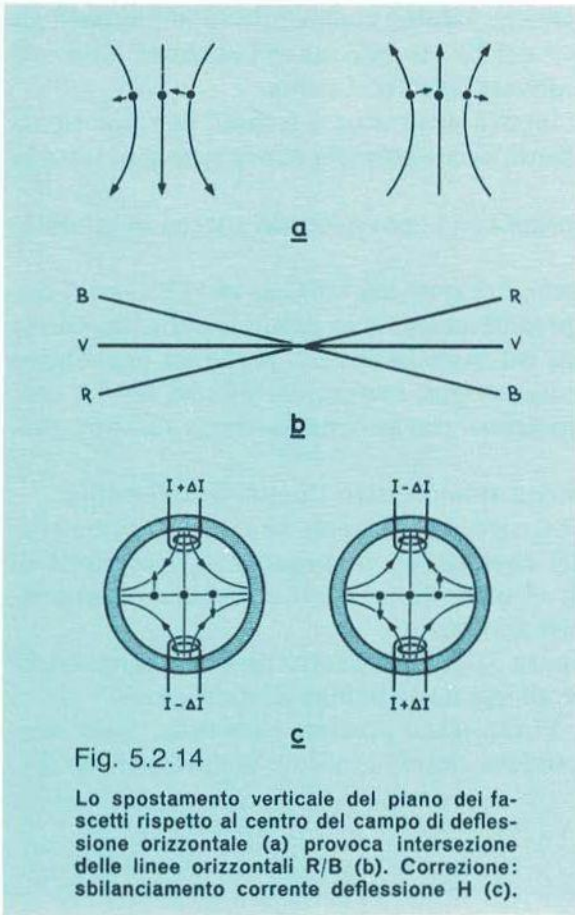


Fig. 5.2.13

L'inclinazione del piano di convergenza produce errori (b) corretti mediante avvolgimenti a 4 poli alimentati con corrente a dente di sega (d) a frequenza di riga.

Asimmetria N/S del campo deflettore V dà luogo ad errori di convergenza in alto e in basso. La correzione si effettua con corrente a dente di sega V negli avvolgimenti (c).



Con cinescopi da 26", sempre ovviamente equipaggiati con il 20 AX, occorre aggiungere una correzione parabolica orizzontale, sommata alla correzione lineare presentata in figura 5.2.17. In ogni caso le correzioni richieste sono sempre di modesta entità.

### 5.2.5 Cinescopi adatti al sistema correttivo 20 AX

I cannoni di tali cinescopi sono, come già segnalato, disposti in linea, con il verde normalmente in posizione centrale; i catodi sono a riscaldamento rapido, che consente una riduzione del 70% del tempo intercorrente tra accensione del televisore e l'apparizione del «raster» sullo schermo. La disposizione dei fosfori risulterà a strisce verticali e non a punti, con maschera forata a fessure verticali.

L'eliminazione delle espansioni polari, necessarie nei cannoni montati a delta per il funzionamento dell'unità di convergenza, consente una riduzione della lunghezza dei cannoni e di conseguenza del collo del cinescopio, mentre sofisticati sistemi di montaggio dei medesimi consentono una restrizione delle «tolleranze di posizionamento» dei componenti del cannone, con l'importante acquisizione di una perfetta convergenza statica dei tre fasci.

Ora, come accennato parlando del P.I.L., in un sistema autoconvergente la sezione verticale del pennello viene sottoposta ad una azione di sovracollimazione onde minimizzare la sezione orizzontale del pennello stesso poiché, è bene ricordare, i fosfori sono ora disposti secondo linee verticali.

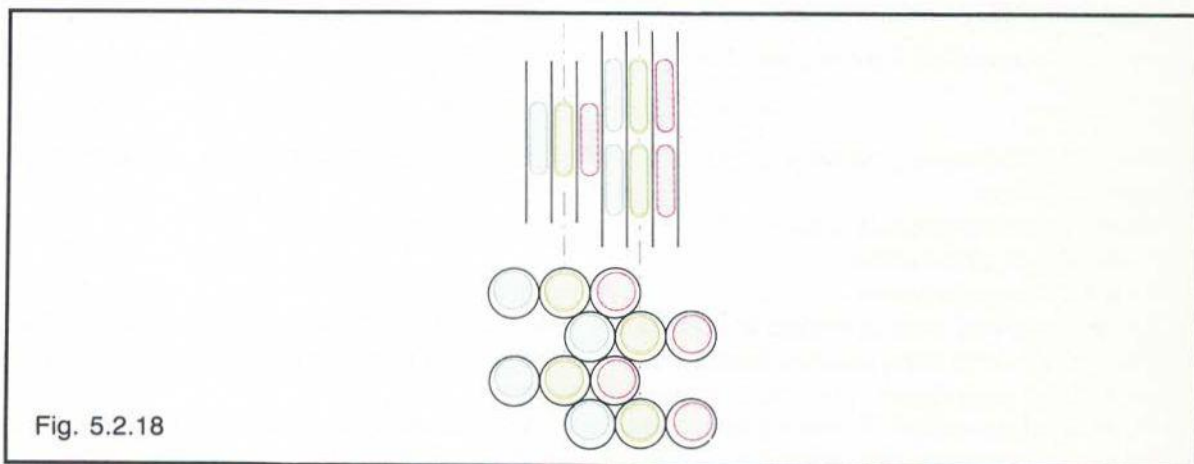


Fig. 5.2.18

La minimizzazione di tale effetto sfocalizzante, prodotto dai campi magnetici, è ottenuta inserendo nella seconda griglia del cinescopio una piastrina con fessura centrale orizzontale, la quale riduce la dimensione verticale del fascetto.

Senza ripetere il discorso sulla maschera a fori ellittici e sulla disposizione fosforica, è ben puntualizzare come, per ottenere dimensioni pressoché eguali del minimo elemento di dettaglio, sia nel caso delle triadi convenzionali che delle strisce fosforiche verticali, si è fatto in modo che la distanza, in senso orizzontale, tra due strisce dello stesso colore (cannoni in linea) appartenenti a triadi adiacenti, risulti eguale alla distanza tra file verticali di punti dello stesso colore (cannoni a delta). Ne consegue che la larghezza delle strisce verticali è circa la metà del diametro del punto fosforico, come dimostra la figura 5.2.18. Ne consegue che

l'area elementare rappresentata da una terna primaria è più piccola nei cinescopi con cannoni in linea, per cui, a parità di dimensioni dei pennelli elettronici, l'elemento di dettaglio risulta in essi migliore.

Per concludere, noti ormai i pregi dei cinescopi con cannoni in linea e conseguente distribuzione fosforica a barrette verticali, il sistema autoconvergente 20 AX consente, pur senza impiegare il classico giogo di convergenza, di ottenere, con un numero limitato ad un massimo di 7 regolazioni dinamiche per il 26", risultati di geometria ottimi e, a differenza del P.I.L., consente, anche nel tempo, di poter intervenire e correggere piccoli eventuali errori, dovuti a variazioni strutturali.

Nel P.I.L. infatti, oltre a dovere, come già sottolineato, procedere alla scelta dell'abbinamento giogo-cinescopio da parte del costruttore, non vi è più possibilità di intervenire, poiché non solo le uniche correzioni statiche previste da tale sistema sono state effettuate in sede di taratura, ma l'unità statica viene «cementata» con il giogo stesso, precludendo ogni possibilità di interventi successivi.

È comunque opinione personale che il P.I.L. sia, per l'utente, il sistema ideale, in quanto le correzioni apportate in sede di collaudo, mediante i magneti multipolari, non sono funzioni di grandezze elettriche generate nel ricevitore per cui, teoricamente, se la scelta giogo-cinescopio è stata fatta con cura, non vi sono motivi per dover, nel tempo, intervenire con ulteriori ritocchi.

### 5.2.6 Il cinescopio come elemento di matrice

Avendo disponibili i tre segnali d.d.c.:

$$(R - Y), (B - Y), (V - Y)$$

si tratta di sommare ad ognuno il termine  $+ Y$ , ossia il segnale di luminanza, per ottenere i primari desiderati.

Quest'operazione è una combinazione lineare che può essere attuata:

- da una matrice attiva
- dal cinescopio stesso.

In quest'ultimo caso si evidenzia il fatto che attuare una combinazione lineare con il cinescopio, la cui curva caratteristica media non è lineare, risulta poco corretto in quanto l'operazione avverrà sicuramente con introduzione di errore.

A prescindere quindi da questo errore, per altro abbastanza tollerabile, vediamo se effettivamente il cinescopio può funzionare come elemento di matrice.

La combinazione tra luminanza e segnali d.d.c. avviene alimentando il cinescopio con il primo segnale sui catodi e con i segnali d.d.c. sulle griglie controllo.

Affinché gli effetti dei segnali elettrici applicati ai catodi ed alle griglie siano concordanti, è indispensabile che la luminanza, inviata sui catodi, sia negativa, mentre le informazioni  $(R - Y)$ ,  $(B - Y)$ , e  $(V - Y)$ , iniettate sulle  $G_i$ , siano positive.

Supponiamo ora, a titolo di esempio, di aver trasmesso un colore magenta saturo per cui, con riferimento alla figura 5.2.19, si ottengono segnali elettrici pari a:

$$E_Y = 0,41 V \quad E_{R-Y} = E_{B-Y} = 0,59V$$

dove, per brevità, non abbiamo tenuto conto della riduzione della barra considerata (magenta)

al 75%.

I segnali applicati al cinescopio risultano, supponendoli moltiplicati per 100, pari a: 41V negativi di luminanza sui tre catodi, 59V sia di (R - Y) che di (B - Y) alle rispettive griglie controllo.

Il terzo segnale d.d.c. sarà:

$$(V - Y) = -0,19 (B - Y) - 0,51 (R - Y) = 0,19 \cdot 59 - 0,51 \cdot 59 = -41 V$$

Per quanto riguarda il cannone elettronico del blu, esso risulta alimentato da 59V di (R - Y) e da -41V di luminanza; poiché tali segnali sono positivo in griglia e negativo nel catodo, l'effetto complessivo risulta  $(59 + 41)V = 100V$ , così come per il cannone del rosso.

Per il verde si ha la griglia  $G_1$  alimentata con -41V ed il relativo catodo pure a -41V. Avendo entrambi segno negativo l'effetto dà luogo al primario  $V = 0$ .

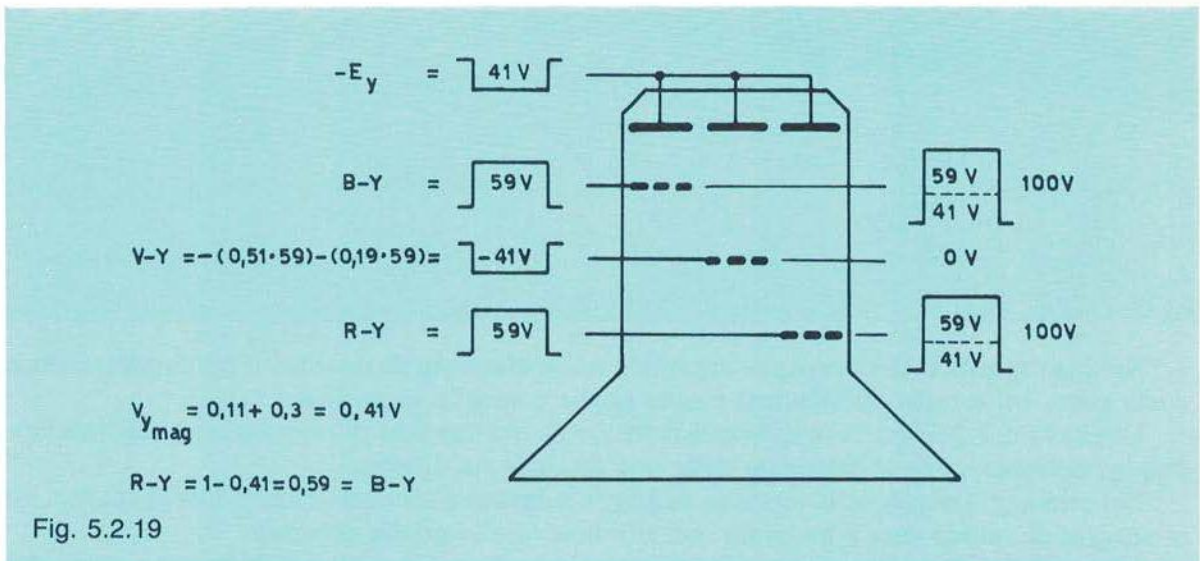


Fig. 5.2.19

Il cinescopio risulta pertanto alimentato con 100 V sul cannone rosso, 100 V sul cannone blu e 0V sul cannone verde, per cui riproduce effettivamente un magenta saturo. Stabilito che il cinescopio può essere impiegato come matrice, osserviamo nel caso specifico come gli stadi finali, che lo alimentano con i segnali alternativi, siano quattro: quello di luminanza, la cui uscita è inviata ai tre catodi, a banda larga; i tre segnali d.d.c., a banda stretta.

Nel caso in cui il cinescopio sia preceduto dalla matrice, i tre segnali primari, già formati, lo alimentano con tre stadi solamente, ma tutti a banda larga.

A seconda che si disponga dei tre segnali primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$  o dei segnali d.d.c., risulta assai evidente come la loro applicazione al cinescopio comporti condizioni differenti di pilotaggio.

Per quanto riguarda le componenti continue ai vari elettrodi, i problemi che si presentano, nel caso dei cinescopi tricromatici sono molteplici e in parte legati alle condizioni di pilotaggio.

Il cinescopio può infatti essere paragonato all'unione di tre pentodi conglobati in un unico tubo, funzionanti indipendentemente con potenziali alternativi e continui ai singoli elettrodi, controllabili separatamente. Infatti sia le caratteristiche  $I_K/V_G$  che le sensibilità dei fosfori sono differenti, per cui risulta indispensabile intervenire sui parametri di ogni «pentodo» in modo indipendente.



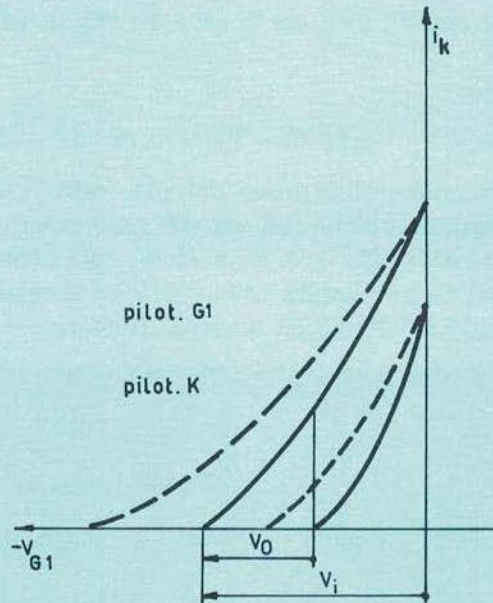


Fig. 5.2.20

Nel caso specifico di cinescopio impiegato come elemento di matrice, il pilotaggio avviene, come visto, sul catodo (luminanza) e sulle griglie controllo (segnali d.d.c.).

La figura 5.2.20 riporta le caratteristiche  $I_k/V_G$  nei due casi di pilotaggio e, dal loro confronto, notiamo come la pendenza delle due famiglie sia diversa.

Nel pilotaggio di griglia la tensione di griglia schermo è misurata riferendosi al catodo, nel pilotaggio di catodo essa è misurata con riferimento alla griglia controllo.

La sensibilità di pilotaggio è quindi assai diversa nei due casi e varia da punto a punto della caratteristica; in altri termini, non vi è linearità tra i due tipi di pilotaggio.

Questo è un secondo valido motivo per preferire la formazione dei primari mediante matrice precedente il cinescopio.

La differenza del «gamma» riscontrata fa sì, infatti, che risulti impossibile ottenere un bilanciamento perfetto fra i due modi di pilotaggio lungo l'intera caratteristica, con errori di cromaticità non tollerabili in caso di apparati professionali. In pratica l'errore è reso accettabile, specie nei ricevitori, se il segnale di griglia è all'incirca 1,2 volte quello di pilotaggio di catodo, riferiti ad una ipotetica eguale sensibilità sui due elettrodi. Rimane comunque il fatto che nei monitori il sistema non trova impiego, sussistendo la diversità che il fattore medio di 1,2 dovrebbe avere da punto a punto della caratteristica  $I_k/V_G$ .

Un altro importante fattore da tenere presente nel pilotaggio dei cinescopi è la differente sensibilità dei fosfori a sfavore del rosso, anche se la tecnologia e la ricerca in tale campo sono riuscite a limitare il divario a valori in verità assai modesti.

Poiché il bianco è ottenuto mediante eccitazione dei tre tipi di fosforo, è indispensabile che i rapporti di corrente di fascio risultino quantitativamente precisi e soprattutto costanti nel tempo.

Innanzitutto, poiché le caratteristiche non sono eguali, bisogna far sì che tale dispersione venga corretta, agendo sulle tensioni applicate ai vari elettrodi.

Il problema consiste quindi nell'applicare i segnali ai tre cannoni del cinescopio e di stabilire correttamente le sue condizioni di lavoro.

Evidentemente l'applicazione dei segnali al cinescopio tricromatico è più complessa di quella analoga attuata nel bianco e nero, in quanto dobbiamo tenere in evidenza il fatto della disuniformità delle caratteristiche tra i tre cannoni. Nel cinescopio tricromatico, come sappiamo, il colore riprodotto è la sintesi della luminosità pertinente ai tre primari, la cui singola intensità è proporzionale alla relativa corrente del pennello elettronico. Variazioni anche contenute della corrente di un cannone, relativamente agli altri, producono variazioni di tinta che l'occhio immediatamente evidenzia. È quindi indispensabile fissare i rapporti di corrente dei pennelli elettronici, sia rispetto al bianco di riferimento, che lungo tutta l'escursione della scala dei grigi, in modo da ottenere l'esatta «temperatura di colore».

Si desidera cioè passare dal nero al massimo bianco senza che tale temperatura vari; in altri termini, senza avvertire tinte dominanti lungo tutto l'arco di variazione.

Considerando il caso del cinescopio impiegato come elemento di matrice, le possibilità di pilotaggio risultano essenzialmente due:

- 1) pilotaggio con eguali tensioni alternative sul catodo
- 2) pilotaggio con eguali tensioni di interdizione.

Nel primo caso (fig. 5.2.21a), i tre catodi del cinescopio sono collegati all'uscita dell'amplificatore di luminanza, quindi con eguali valori della componente alternativa dovuta a  $E_Y$  ma differenti tensioni di griglia schermo, onde assicurare valori di interdizione diversi, stabilendo così i corretti rapporti di correnti primarie (fig. 5.2.21b).

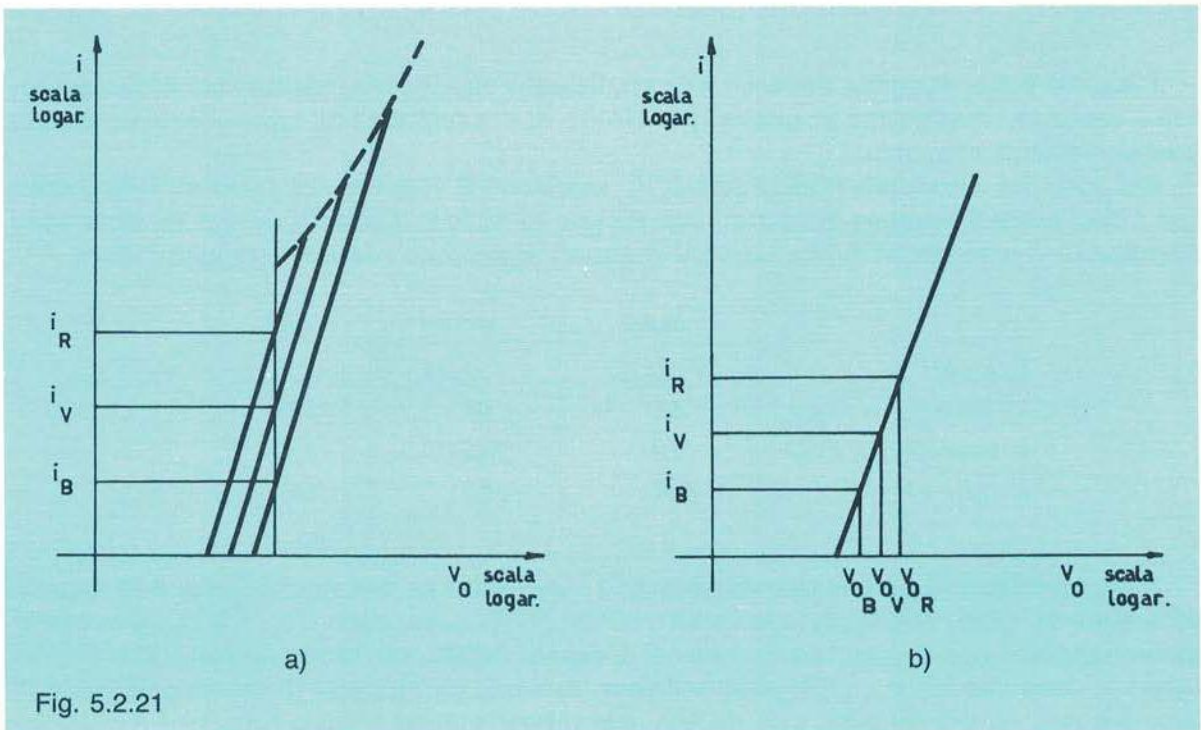


Fig. 5.2.21

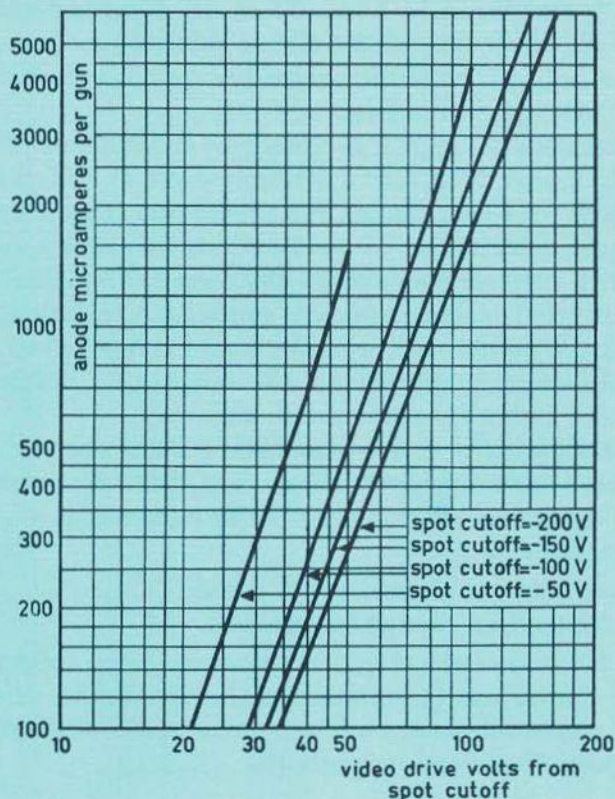


Fig. 5.2.22

I segnali d.d.c. vengono applicati alle griglie controllo, previa restituzione della componente continua, ovviamente se questa, per effetto di condensatori di accoppiamento, è stata precedentemente eliminata.

Nel caso del cinescopio Philips A63-11X, regolando il cannone del rosso all'interdizione con  $110V$ , i catodi vengono alimentati con segnale  $E_Y$  di  $95V$ . Dalla figura 5.2.22, dove sono riportate le caratteristiche  $I_K/V_G$  per ogni cannone, si possono rilevare i seguenti valori:

	rosso	verde	blu
$I_K$ (mA)	3,15	2,25	2,1
$V_Y$ pilotaggio (V)	95	95	95
$V$ interdizione (V)	110	145	150
$V$ ( $g_2 - g_1$ ) (V)	420	580	600

L'inconveniente di un tale tipo di pilotaggio è costituito da una riproduzione non corretta della scala dei grigi, non essendo le caratteristiche  $I_K/V_{PILOT}$  parallele (fig. 5.2.22), con conseguente rapporto non costante tra le correnti di fascio. Infatti, raffrontando con i  $95V$  di pilotaggio le curve con  $100V$  e  $150V$  di interdizione, notiamo un rapporto di corrente di fascio di circa 1,8 mentre, per un pilotaggio di  $50V$ , tale rapporto passa a circa 1,3.

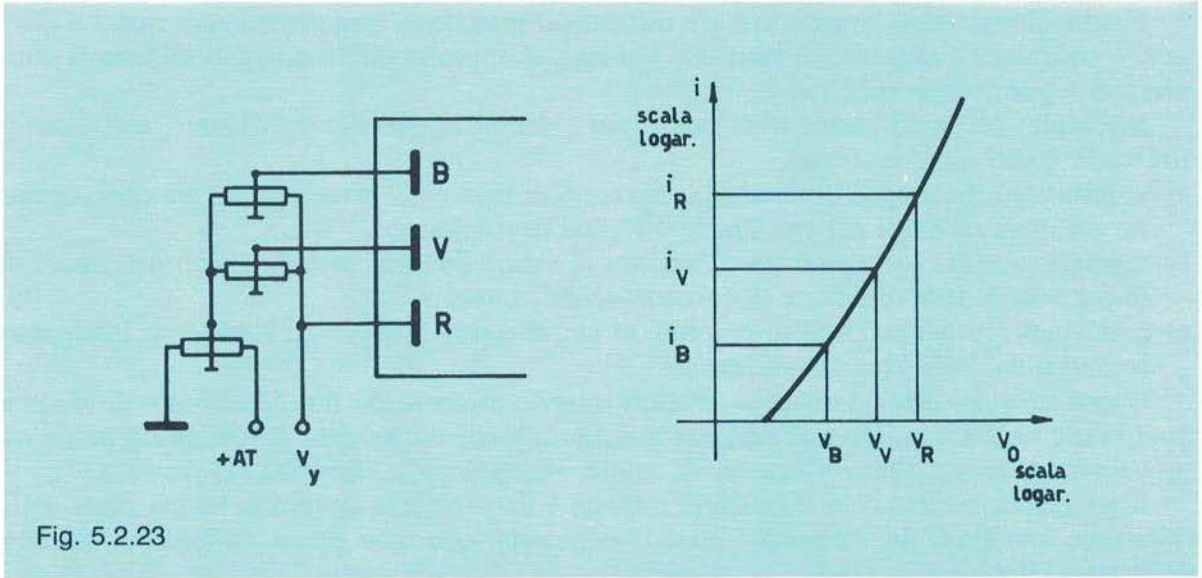


Fig. 5.2.23

Esaminando il 2° sistema di pilotaggio, con tensioni di interdizione eguali, è necessario stabilire i rapporti di corrente di fascio, mediante differenti valori della tensione di luminanza applicata ai catodi (fig. 5.2.21b).

La figura 5.2.23 riporta tale disposizione circuitale e, a lato, la caratteristica  $I_K/V_0$ . Con tale soluzione tutte le tensioni di griglia sono eguali, con miglioramento della stabilità.

Riprendendo la tabella precedente, ancora con  $95V$  di luminanza al catodo del rosso, si ottengono, per rapporti di corrente eguali al precedente caso, tensioni di pilotaggio al verde e al blu come riportato:

	<i>rosso</i>	<i>verde</i>	<i>blu</i>
$I_K$ (mA)	3,15	2,25	2,1
$V_Y$ pilotaggio (V)	95	87	85
$V$ interdizione (V)	110	110	110
$V$ (g2-g1) (V)	420	420	420

I segnali d.d.c., tenendo presente il fattore 1,2 di proporzionalità tra pilotaggio di griglia e pilotaggio di catodo, risultano:

$$E_{(R-Y)} = 95 \cdot 1,4 \cdot 1,2 \cong 160V$$

$$E_{(V-Y)} = 87 \cdot 0,82 \cdot 1,2 \cong 85V$$

$$E_{(B-Y)} = 85 \cdot 1,78 \cdot 1,2 \cong 181V$$

dove, ricordiamo, i termini 1,4; 0,82; 1,78 rappresentano le massime escursioni dei segnali d.d.c. per barre sature al 100%. Questa soluzione consente un miglior bilanciamento della temperatura di colore, ma complica lo stadio di uscita della luminanza, che deve presentare valori di tensione differenti per i tre cannoni.

Poiché questo secondo metodo è più diffuso del precedente (sempre nel caso in cui il cinescopio costituisca l'elemento di matrice), vediamo di approfondire il discorso sul tipo di pilotaggio a «interdizione eguale».

Il compito dei circuiti asserviti al cinescopio può quindi, nel caso menzionato, essere sintetizzato in questi punti essenziali:

- a) applicazione dei segnali di luminanza ai catodi in modo che le correnti dei tre cannoni siano nei rapporti esatti per riprodurre il bianco di riferimento.
- b) regolazione della «temperatura di colore» al valore dovuto, tenendo conto dei fattori di dispersione e delle tolleranze di costruzione dei cinescopi.
- c) mantenimento dei rapporti di corrente di cui al punto a) per tutti i valori di luminanza compresi dal nero al massimo bianco.

Questi tre punti devono essere soddisfatti tenendo presente che il procedimento di messa a punto deve risultare rapido e di semplice attuazione e che il comando di luminosità non deve provocare variazioni alla temperatura di colore, regolata come riportato nel punto b).

L'attuazione pratica delle condizioni imposte è un problema dettato in buona parte dalle tolleranze costruttive dei cinescopi i quali, ovviamente, non sono eguali tra loro pur essendo dello stesso tipo.

Tali tolleranze vanno viste sia sotto l'aspetto della sensibilità dei fosfori che dei tre cannoni i quali, già da noi, sono stati paragonati a «pentodi» e quindi con caratteristiche non necessariamente eguali.

Il sistema di pilotaggio a «interdizione eguale» prevede quindi di poter, con una prima operazione, rendere il più possibile eguali le caratteristiche dei tre cannoni (assicurando soddisfacente uniformità della scala dei grigi) indi, con *regolazioni indipendenti* dalla prima, stabilire i corretti rapporti di corrente di fascio agendo sull'ampiezza del segnale di luminanza, fissando cioè l'esatta «temperatura di colore». La compensazione delle differenze tra i tre cannoni, dovuta come detto alle tolleranze di costruzione, viene attuata regolando le tensioni di griglia schermo relative ai tre cannoni. Sappiamo infatti come, al variare di tale potenziale, le caratteristiche  $I_K/V_G$  si spostino parallelamente a se stesse; nel caso specifico è sufficiente che i potenziometri di regolazione consentano una variazione tale da comprendere i limiti estremi di tolleranza.

La figura 5.2.24 è esplicita in proposito; a sinistra le tre curve non si sovrappongono, per cui è necessario intervenire sulle tensioni di griglia 2, facendo «slittare» le curve stesse sino a che il punto di interdizione ( $I_K = 0$ ) collimi per i tre cannoni.

In molti casi per facilitare, da un punto di vista operativo, la regolazione di questa operazione definita di «interdizione», il ricevitore è provvisto di un interruttore che consente di eliminare la deflessione verticale, come dimostra la figura 5.2.25. Tale operazione è accompagnata parallelamente da un incremento della tensione continua sui catodi, in modo da ridurre la luminosità del cinescopio, evitando che l'energia concentrata nella riga orizzontale luminosa, creatasi per mancanza della deviazione verticale, danneggi il tubo; la tensione di riferimento ai catodi, in tale condizione, rappresenta il livello del nero.

In queste condizioni, regolando le  $V_{G2}$ , con luce ambientale limitata, si portano le tre linee luminose ad essere appena visibili.

Riportato l'interruttore nella posizione «normale» (si attiva nuovamente la deflessione verticale e si rimuove la «tensione del nero» ai catodi), con il comando di luminosità a 3/4 della corsa, si regolano i potenziometri in serie ai catodi (vedi fig. 5.2.23) per ottenere il bianco di riferimento.

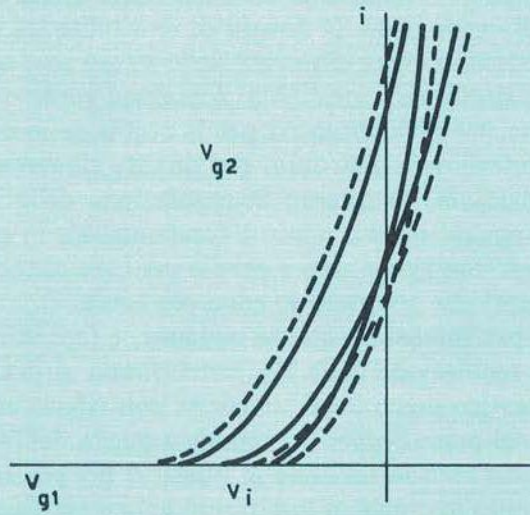


Fig. 5.2.24

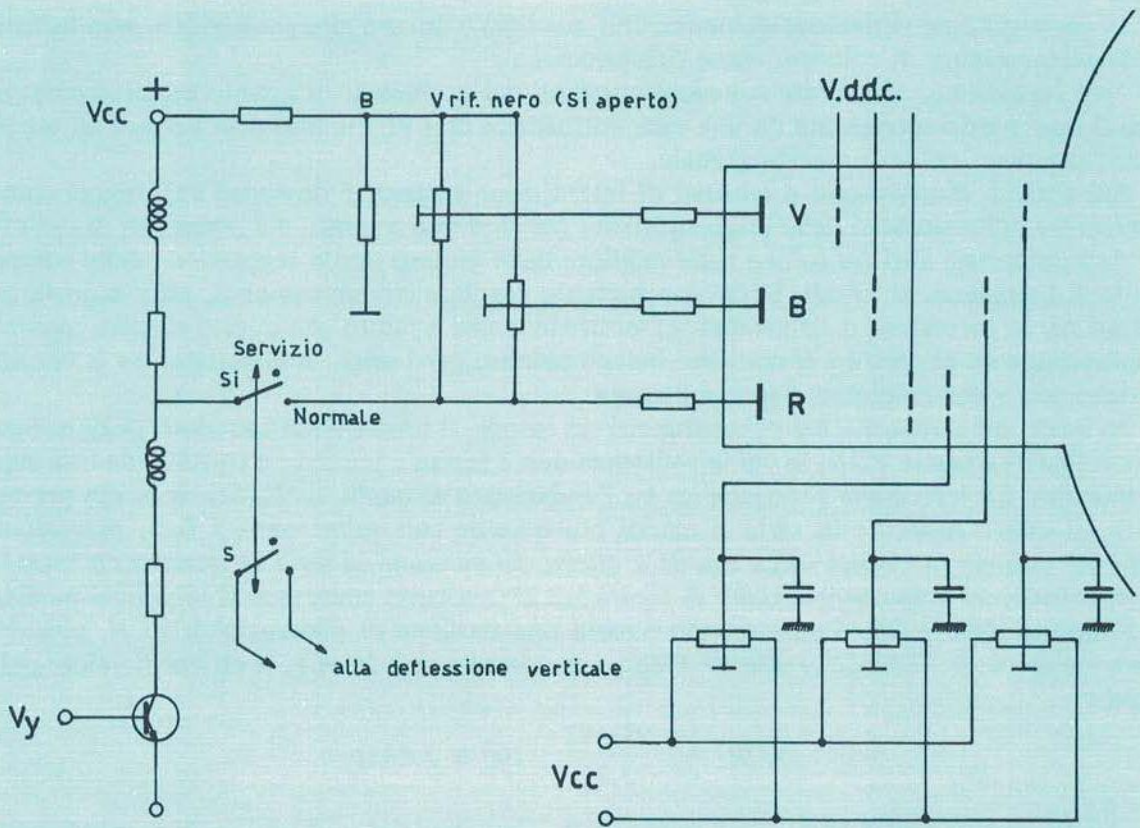


Fig. 5.2.25

In conseguenza della minore sensibilità presentata dal fosforo rosso, il segnale di luminanza viene applicato con la massima ampiezza al cannone rosso e, attraverso due potenziometri per il bilanciamento, a quelli verde e blu. Il divario di sensibilità tra i vari fosfori è però oggi molto ridotto, per cui si possono trovare cinescopi dello stesso tipo con sensibilità addirittura eguali. Al limite, si possono riscontrare sensibilità minori sul verde e sul blu per cui, in questi casi si adottano, anziché due, tre potenziometri per la regolazione della «temperatura».

Il livello di tensione ai catodi del cinescopio, per quanto riguarda il nero, deve essere ovviamente eguale per i tre cannoni, in quanto la regolazione delle  $V_{G2}$  consente di ottenere l'interdizione per valori  $V_{G1}$  eguali; questo punto è fondamentale in quanto, se il nero di riferimento, che è poi il nero dell'immagine, non è eguale per i tre cannoni, si ottengono, a bassi livelli di luminanza, dominanti che colorano le zone più scure.

Uno dei sistemi adottati per soddisfare questa esigenza, è fare in modo che la tensione applicata ai catodi durante la regolazione delle  $V_{G2}$ , corrisponda al livello del nero.

La figura 5.2.25 è un classico esempio di soluzione con riferimento a livello costante del nero; la tensione al ritorno del potenziometro è uguale a quella del livello del nero, per cui da contrasto massimo a contrasto zero la tensione al punto  $B$  dei potenziometri è costante.

Una variazione del comando manuale di luminosità agisce sul cinescopio in modo analogo ad una variazione prodotta dal segnale video. Nel caso di tubo tricromico, la soluzione più valida è rappresentata da un comando di luminosità la cui azione regolatrice avvenga attraverso lo stadio finale di luminanza.

In sostanza ogni variazione di luminosità, manuale o dovuta al segnale video, non influenza la «temperatura di colore», come richiesto.

Non intendiamo affrontare soluzioni circuitali del problema, in quanto esamineremo più avanti una matrice presentata da una casa costruttrice di TVC, limitandoci per ora ad esaminare i problemi nel loro aspetto globale.

Sul sistema di pilotaggio a tensioni di interdizione costanti è doveroso aggiungere come, oltre ai tre potenziometri delle griglie schermo per la messa a punto dei potenziali di cut-off, ne siano necessari altri tre (o due nella migliore delle ipotesi) per la regolazione della componente di luminanza ai catodi. Si devono pertanto regolare cinque comandi, oltre a quelli necessari per la correzione delle geometrie; inoltre la messa a punto con questo sistema consente il bilanciamento al nero ed al massimo bianco mentre, per i grigi, la differenza tra le caratteristiche non viene assolutamente compensata.

In luogo dei resistori o dei potenziometri sui catodi, si sono quindi introdotti degli elementi non lineari come le  $VDR$ , in cui la resistenza non è legata a tensione e corrente da una legge di linearità. La loro curva caratteristica ha l'andamento di quella  $I_K/V_G$  dei cinescopi per cui, oltre ad essere collocate in serie ai catodi blu e verde con valori ohmici fissi, presentano, ognuna, una *curva caratteristica eguale a quella del cannone* in serie al quale sono inserite.

Riprendendo in esame il circuito di figura 5.2.23, vediamo come esso si modifichi mediante l'impiego delle  $VDR$ . Considerando ancora una tensione di pilotaggio di  $95 V$ , poiché il cannone del verde richiedeva solo  $87 V$  con una corrente di  $2,25 mA$ , si ottiene il valore della  $VDR_2$ :

$$VDR_2 = \frac{95 - 87}{2,25} \cdot 10^3 \cong 3,5K\Omega$$

Analogamente per il blu, i dati della tabella precedente ci consentono di determinare la  $VDR_1$ :

$$VDR_1 = \frac{95 - 85}{2,1} \cdot 10^3 = 4760 \Omega$$

Il circuito pertanto si trasforma in quello di figura 5.2.26, dove i due potenziometri di bilanciamento del bianco sono sostituiti dalle  $VDR$ . Il pregio di tale soluzione sta nel fatto che il bilanciamento della «temperatura di colore» è ottenuto *automaticamente* dal nero al massimo bianco, quindi per tutti i valori di grigio.

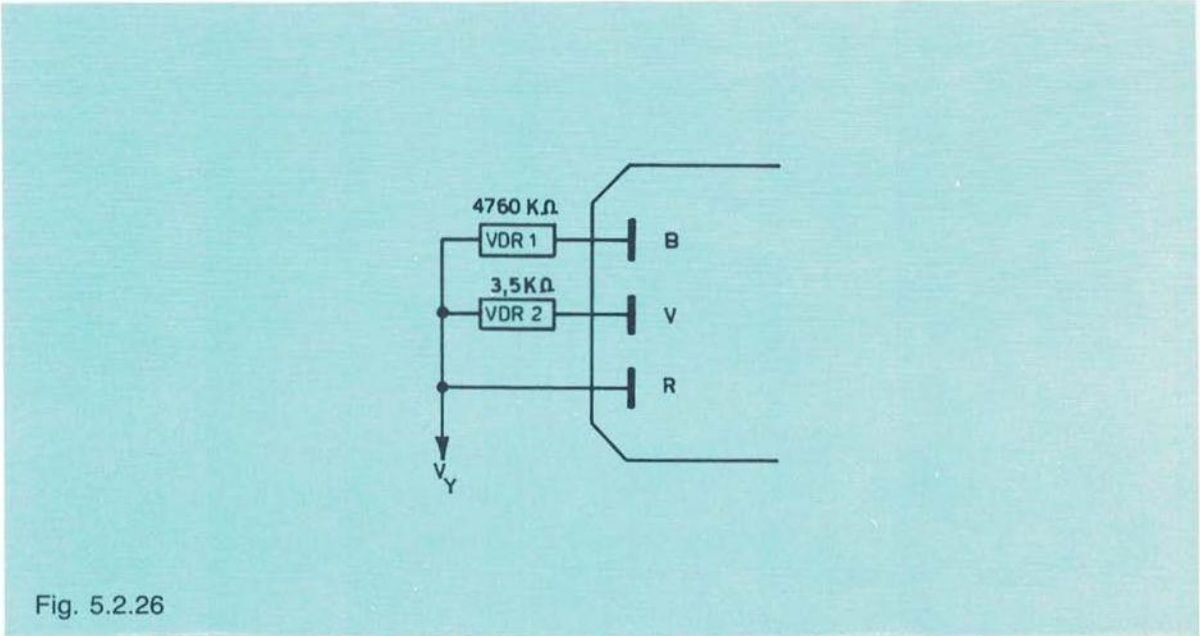


Fig. 5.2.26

Il rapporto luminanza/crominanza può quindi essere determinato e mantenuto costante calcolando i segnali d.d.c. che, per effetto della controreazione introdotta dalla  $VDR$ , risultano diversi da quelli riportati nella tabella precedente.

Per saturazione 100% tali valori risulteranno maggiori della caduta introdotta dagli elementi non lineari, ossia:

$$V_{(R-Y)} = 160V \quad (\text{infatti manca la } VDR \text{ sul cannone rosso})$$

$$V_{(B-Y)} = 205V$$

$$V_{(V-Y)} = 95V$$

Nel caso precedente di regolazione potenziometrica, il rapporto luminanza/crominanza risulta alterato poiché, fissati i valori dei segnali d.d.c. in sede di progettazione, tali rimangono per tutti i ricevitori.

Ora, per ogni cinescopio, la messa a punto richiede ritocchi ai valori di luminanza ai catodi per cui, pur tenendo conto dei valori medi, il rapporto luminanza/crominanza solo casualmente può assumere il valore esatto. Per ottenere questa condizione bisognerebbe, parallelamente alle regolazioni catodiche, agire sui segnali d.d.c., con notevoli complicazioni circuitali.

Poiché l'errore introdotto non comporta alterazioni apprezzabili sull'immagine, la soluzione di regolare i segnali d.d.c. non è stata adottata. Questo però è un altro valido motivo per evitare, nei monitori a colori, la soluzione di matrice con cinescopio.



5.2.6 IL CINESCOPIO COME ELEMENTO DI MATRICE

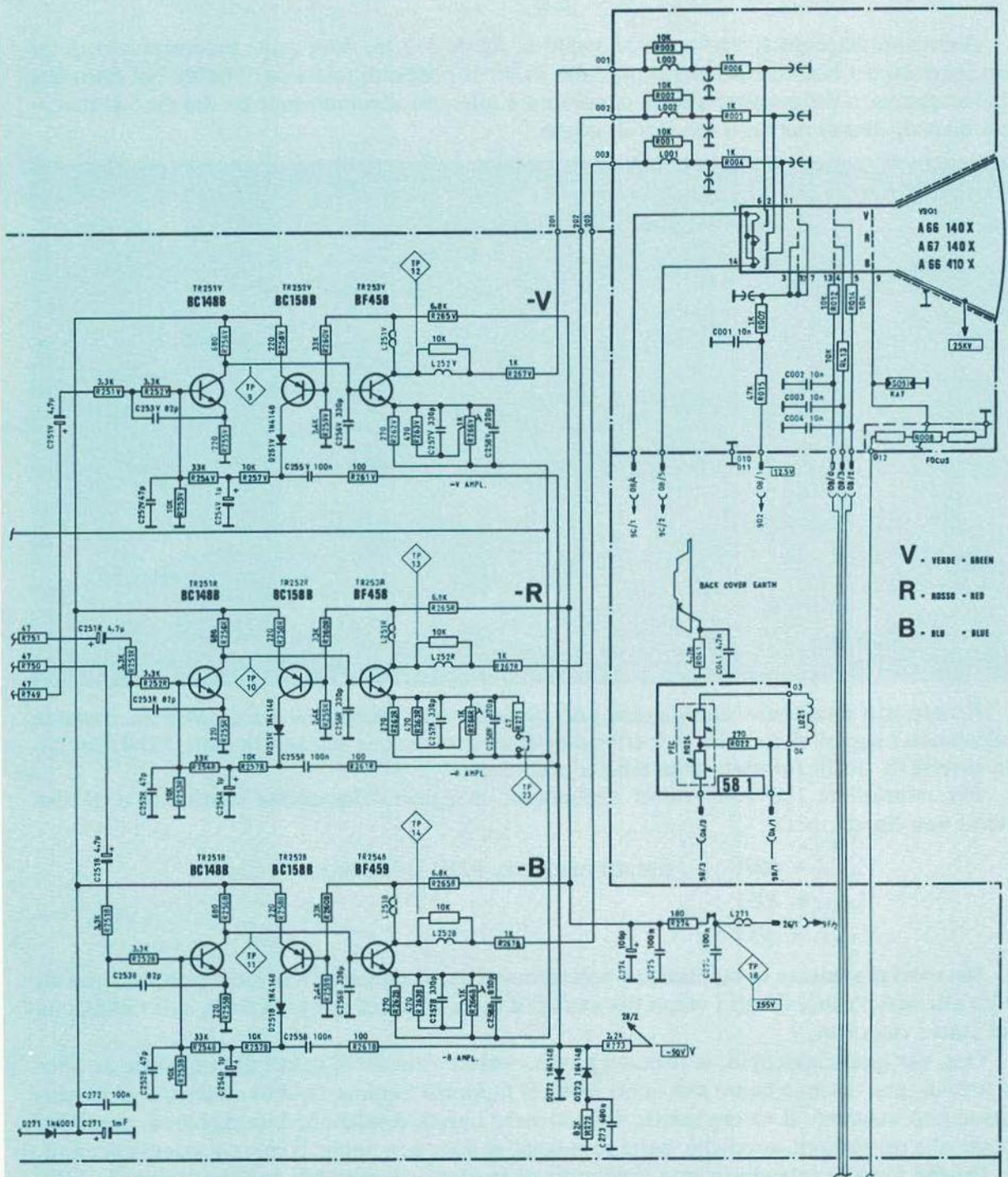


Fig. 5.2.27

### 5.2.7 Pilotaggio del cinescopio con segnali R, V, B

Nel caso in cui il cinescopio sia preceduto da matrice, il problema, per quanto concerne le dispersioni delle caratteristiche, non cambia e quindi troveremo ancora i tre comandi che agiscono sulle  $V_{G2}$  per regolare la temperatura di colore con eguale tensione di interdizione.

Avendo a disposizione i segnali primari R, V, B a larga banda, il bianco di riferimento verrà bilanciato variando i guadagni dei tre amplificatori relativi ai primari stessi.

Questa soluzione è impiegata non solo nei monitori ma anche in molti ricevitori, e i pregi ad essa legati si possono così riassumere:

- 1) Combinazione dei segnali d.d.c. e luminanza con matrice lineare.
- 2) Corretto rapporto luminanza/crominanza, comunque indipendente dalle regolazioni delle temperature di colore.
- 3) Impiego di soli tre canali amplificatori.
- 4) Minore sollecitazione dei transistori finali in quanto le tensioni primarie sono ad escursione positiva, mentre per i segnali d.d.c. le tensioni sono simmetriche rispetto allo zero.

Lo svantaggio di tale soluzione è l'impiego di amplificatori a banda larga.

I segnali primari, formati in matrice, si presentano al cinescopio con ampiezza unitaria, sempre che il rapporto luminanza/crominanza risulti corretto. Sarà l'occhio che, osservando il cinescopio, subirà stimoli luminosi rispondenti ai noti coefficienti che partecipano alla formazione del segnale di luminanza.

La figura 5.2.27 riporta un esempio di matrice R, V, B.

Il bilanciamento dei primari, per il bianco di riferimento, è ottenuto regolando il guadagno dei tre amplificatori a larga banda.

### 5.3 Ricezione del segnale TVC

Riprendiamo l'argomento della ricezione del segnale video, trattato nel Vol. 1, alla luce del segnale composito a colori.

Il ricevitore TVC, nelle sue linee essenziali, contiene molti stadi comuni al ricevitore BN, anche se per alcuni le tolleranze, come vedremo, risultano più rigorose, mentre per altri, come in generatore A.T. che alimenta l'anodo acceleratore del cinescopio, si richiedono varianti rispetto alle realizzazioni circuitali classiche.

Lo schema a blocchi di un generico ricevitore TVC, confrontato con uno BN, è riportato in figura 5.3.1. È possibile notare come, per quanto riguarda gli stadi di alta e media frequenza, vi sia indentità tra i due anche se le curve di risposta, come vedremo tra breve, devono essere contenute in limiti che richiedono tolleranze costruttive e di affidabilità più strette.

Notiamo la prima diversità sul rivelatore video che, a causa della sua non linearità, oltre a liberare (per battimento) la portante suono prevista nel nostro standard modulata di frequenza e pertanto estraibile con il sistema «intercarrier», libera anche il battimento fastidioso e indesiderato, a frequenza di 1,07 MHz, tra portante suono e sottoportante cromatica.

Nel caso del ricevitore a colori, dove la sottoportante cromatica deve assolutamente essere estratta con il suo completo contenuto energetico, risulta quindi indispensabile attenuare il 5,5 MHz che è la frequenza del battimento tra portante video e suono.

Il rivelatore video quindi libererà una componente «intercarrier» così efficacemente attenuata da non consentire più l'estrazione del suono, per il quale si adotterà pertanto un secon-

### 5.3.1 STADI A RADIO E MEDIA FREQUENZA

do rivelatore che libererà esclusivamente il  $5,5\text{ MHz}$ .

Inoltre, come vedremo tra breve, l'effetto rettificante dovuto alla presenza di sottoportante nel canale di luminanza, consiglia l'introduzione della trappola  $4,43\text{ MHz}$ , automatica o meno, sul canale di luminanza.

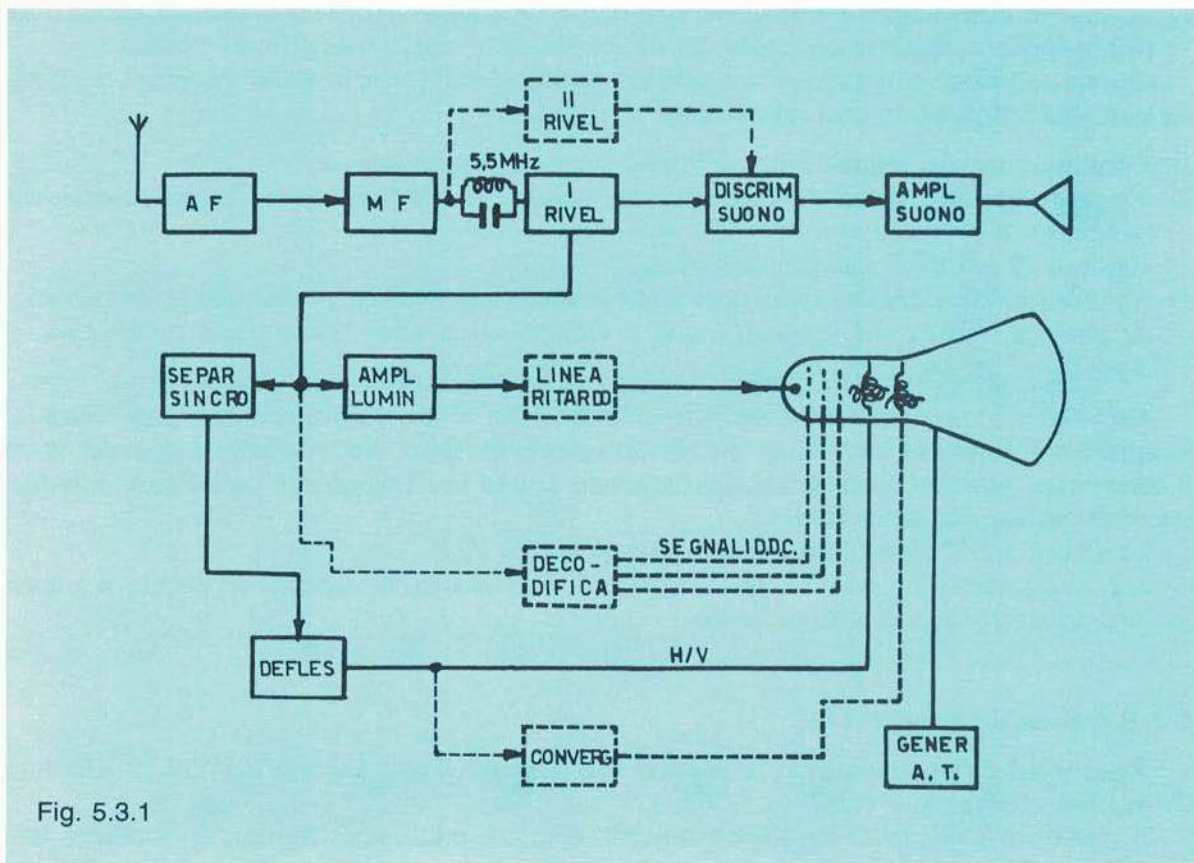


Fig. 5.3.1

### 5.3.1 Stadi a radio e media frequenza

In linea di principio, a prescindere dalle sofisticate tecnologie realizzative, tali stadi sono molto simili a quelli previsti per il bianco e nero.

La trasmissione televisiva, ricordiamo, comprende la contemporanea emissione del segnale video, che modula in ampiezza la portante immagine, e del segnale audio che, nel nostro standard, modula di frequenza l'omonima portante.

Nel caso del colore, tra queste due portanti trova posto la terza informazione o sottoportante cromatica, che nei sistemi QUAM è modulata, come visto, d'ampiezza in quadratura con portante soppressa. La modulazione della portante video è comunque particolare, poiché prevede una banda laterale attenuata onde ridurre lo spettro occupato.

Tale sistema di parziale attenuazione è possibile in quanto, in ricezione, si adotta il filtraggio asimmetrico definito a «fianco di Nyquist». La demodulazione a banda asimmetrica consiste nel disporre di stadi di frequenza intermedia la cui curva di risposta sia tale da accogliere la portante video sul fianco, avente una pendenza ben precisa, definito appunto di «Nyquist».

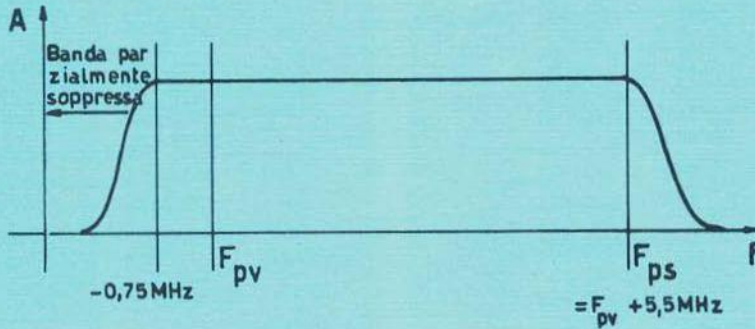


Fig. 5.3.2

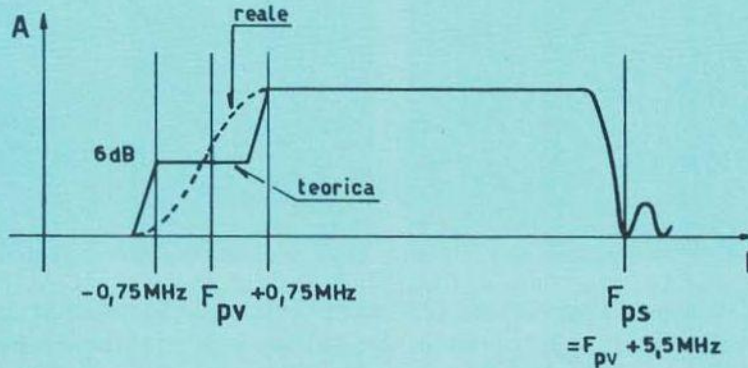


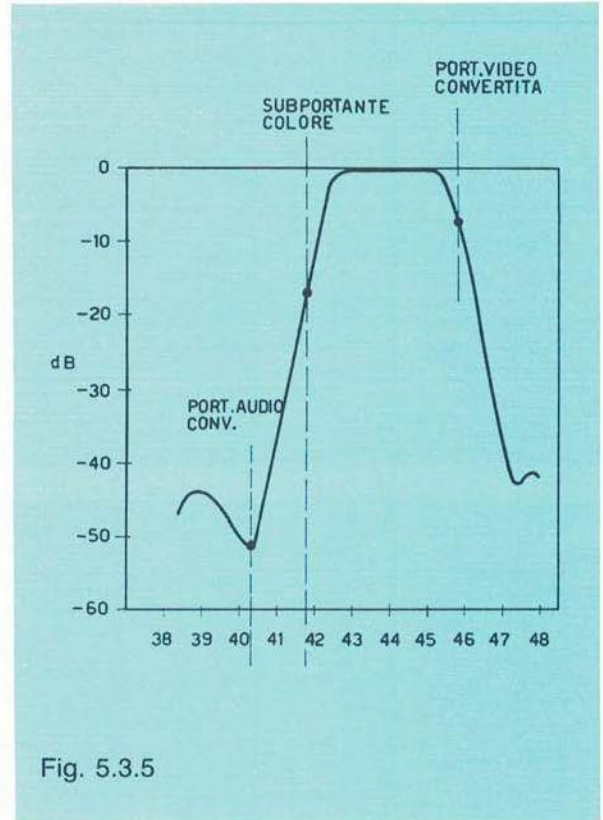
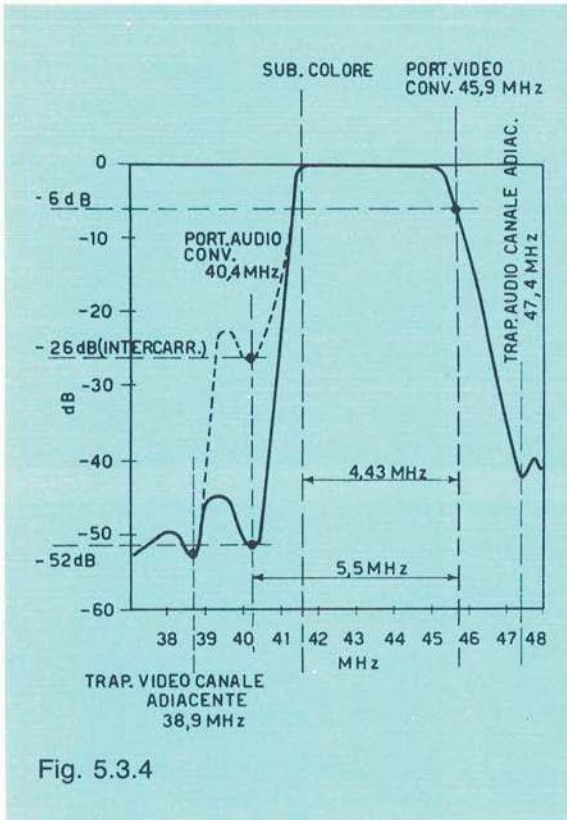
Fig. 5.3.3

Infatti, se la curva di risposta di media frequenza fosse del tipo rappresentato in figura 5.3.2, poiché le frequenze  $\pm 0,75 \text{ MHz}$  sono presenti in modo simmetrico rispetto alla portante video, dopo la rivelazione esse risulterebbero con contenuto energetico superiore a quello pertinente a frequenze maggiori di  $0,75 \text{ MHz}$ .

Occorre quindi che la curva livello/frequenza di tale stadio presenti una risposta tale da compensare questa differenziazione energetica. Una tale curva teorica potrebbe essere quella riportata in figura 5.3.3 (linea continua), mentre praticamente essa può assumere l'aspetto rilevabile in figura 5.3.3 (linea tratteggiata), che soddisfa le norme CCIR previste per standard europei.

Tali norme prevedono una larghezza di banda di  $4,4 \text{ MHz}$  contenuta entro  $3 \text{ dB}$ , una portante suono convertita a  $5,5 \text{ MHz}$  rispetto a quella video, attenuata di  $26 \text{ dB}$  sul rivelatore «intercarrier» (curva a tratti) ed a  $-52 \text{ dB}$  sul rivelatore video (crominanza-luminanza, curva a tratto pieno).

La figura 5.3.4 riporta il canale  $40,4 \div 45,9 \text{ MHz}$ ; tale risposta prevede però che il fronte disposto sul lato contenente la sottoportante cromatica abbia una notevole ripidità ottenibile con trappole evidentemente non compensate, le quali introducono notevoli distorsioni di fase.



È possibile quindi adottare risposte più confacenti sotto questo aspetto, mediante stadi rispondenti alla curva di figura 5.3.5, dove la sottoportante di cromaticanza non è più a livello, con conseguente riduzione dell'interferenza cromaticanza/luminanza. Inoltre, adottando anche per la rivelazione video la demodulazione sincrona, si riducono gli effetti dell'intermodulazione a  $1,07 \text{ MHz}$  e si ottiene maggior linearità di rivelazione. Certamente tale curva implica una minore amplificazione, per di più asimmetrica, della sottoportante di croma. Infatti le bande laterali nel PAL prevedono i segnali d.d.c. equibanda, con attenuazione parziale, quindi, della laterale superiore.

È doveroso però ricordare come il PAL risulti insensibile alla dissimmetria delle bande laterali stesse, mentre, per quanto concerne il guadagno del croma, si richiede, dopo il passabanda del decodificatore, una amplificazione maggiore di quella richiesta adottando la curva di fig. 5.3.4.

Nel sistema NTSC, al contrario, per compensare la dissimmetria si impiega un circuito di prelievo della componente cromatica, con curva di risposta centrata a circa  $4,8 \text{ MHz}$  (standard NTSC con norme europee), complementariamente spostata nella risposta spettrale.

Comunque, con sottoportante cromatica a  $-6 \text{ dB}$ , quindi con posizione simmetrica a quella della portante video, si può impiegare, volendo, un passabanda con risposta non simmetrica.

Evidentemente, con la sottoportante cromatica sistemata a  $-6 \text{ dB}$ , la sintonia diventa molto critica, come già rilevato, per cui si impone il C.A.C., in quanto piccoli spostamenti di frequenza causano variazioni notevoli di livello cromatico.

I moderni ricevitori TVC evidenziano sempre più la tendenza a semplificare ed agevolare operativamente le manovre dei comandi disponibili all'utente. Per quanto riguarda i gruppi selettori sintonizzatori A.F., la produzione delle case costruttrici è orientata verso gruppi accordati a diodi varicap commutabili mediante sensori o telecomandati mediante infrarossi; in quest'ultimo caso, ai comandi pertinenti al cambio di canale A.F., vengono abbinati quelli di luminosità, contrasto, saturazione, volume suono, predisposizione al funzionamento, ecc.

Per quanto riguarda l'alta frequenza, sistemi sofisticati come la memorizzazione del programma, consistente nel «ricordare» l'identificazione della banda o canale di ricezione e della tensione di sintonia, ottenuta in modo esclusivamente elettronico, rendono questi stadi assai complessi da interpretare almeno da un punto di vista strettamente circuitale.

### 5.3.2 Effetto rettificante del cinescopio

La curva di risposta (livello/frequenza) del canale di luminanza è normalmente lineare sino a  $4,5\text{ MHz}$ , per ricevitori di buona qualità mentre, nella maggior parte dei casi, in ricevitori di qualità media si rilevano a  $4\text{ MHz}$  attenuazioni di  $3 \div 5\text{ dB}$ .

In funzione di questa larghezza di banda si ottiene un grado di definizione più o meno soddisfacente; nel caso del canale di luminanza di un ricevitore a colori, si pone il problema di attuare un compromesso tra soddisfacente risoluzione e sufficiente attenuazione della sottoportante cromatica e sue bande laterali.

L'informazione cromatica, transitando nel canale di luminanza senza la sufficiente attenuazione, dà luogo, oltre alla visibilità indesiderata di una trama a frequenza di  $4,43\text{ MHz}$  a fase variabile, anche ad un altro inconveniente che si ripercuote sull'immagine in modo assai più fastidioso.

Si tratta cioè dell'effetto dovuto alla rettificazione della sottoportante cromatica da parte del cinescopio.

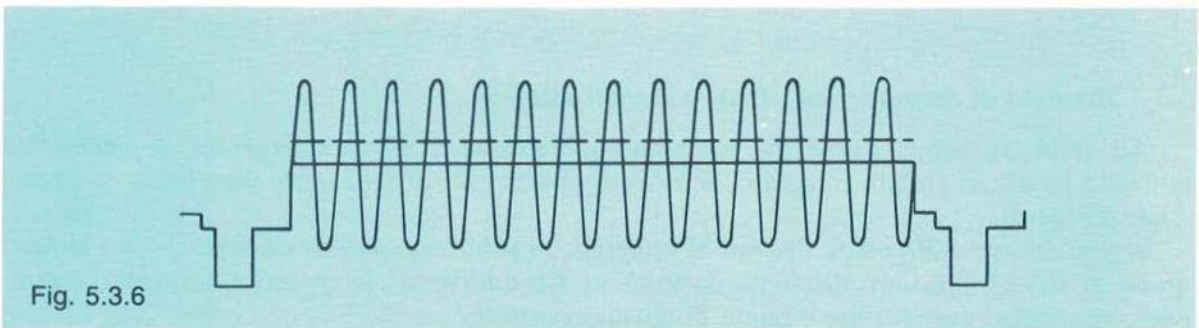


Fig. 5.3.6

Supponiamo di alimentare il canale di luminanza con un segnale, come illustrato in figura 5.3.6, costituito da un piedistallo corrispondente ad un grigio scuro al quale è sovrapposta la sottoportante. Se questo segnale, mediante opportuno filtro, fosse liberato della componente a  $4,43\text{ MHz}$ , il cinescopio verrebbe interessato dal segnale di luminanza che rappresenta il grigio e lo riprodurrebbe nella sua giusta tonalità. Ora, se la sottoportante non viene rimossa, essa giunge al cinescopio più o meno attenuata, in funzione della risposta del canale di luminanza. L'effetto che essa provoca è di incrementare la luminosità, per i picchi delle semionde positive, riducendola per quelli negativi.

In semiquadri successivi si ottiene cioè una trama di punti luminosi che si alternano a punti più scuri; considerando un valore medio, di supporto alla sottoportante, relativamente basso rispetto al suo valore di picco, non si ottiene un effetto compensativo tra gli incrementi ed i decrementi di luminosità. Questo perché il cinescopio non può fornire luminosità negativa in quanto, allorché il livello è quello del nero, esso risulta interdetto e oltre tale condizione non ha significato procedere. Il risultato è che gli incrementi luminosi dovuti ai picchi positivi non sono compensati dai picchi negativi, in quanto è come se questi avessero un'ampiezza minore e compresa tra il livello della banda grigia ed il nero. L'effetto è quello di elevare il valore medio di supporto della sottoportante, in modo che quel valore di luminanza rispondente al grigio non è più ricevuto nella sua corretta tonalità.

Si ottiene, in definitiva, che il valore medio del segnale varia al variare della saturazione, condizione questa assolutamente inaccettabile.

Pertanto è indispensabile introdurre nel canale di luminanza (caso di ricevitore TVC) un circuito di attenuazione in modo che il valore medio del segnale video non vari al variare della saturazione. Evidentemente un circuito risonante con larghezza di banda opportuna soddisfa all'esigenza, ma poiché inevitabilmente introduce una limitazione alla definizione del segnale  $E_Y$ , si fa in modo che tale circuito venga inserito automaticamente solo se il segnale ricevuto è a colori. È infatti illogico introdurre una attenuazione sulla sottoportante quando questa non è presente, per cui la «trappola» verrà azionata dal burst.

Concludendo, la banda della luminanza subisce attenuazione a  $4,43 \pm 1,3 \text{ MHz}$  solamente quando è presente il burst, cioè quando il segnale è a colori. Nei ricevitori BN il problema mediamente non esiste, in quanto la sottoportante cromatica è già assai attenuata a causa della limitata larghezza di banda propria di tali apparecchi.

La linea di ritardo nel canale della luminanza, il cui compito è stato più volte sottolineato, trova impiego esclusivamente nel ricevitore TVC, mentre il generatore EHT richiede, in questo caso, la stabilizzazione della tensione in uscita.

I circuiti di decodifica, matrice e convergenza completano la differenziazione tra i due tipi di ricevitori.

### 5.3.3 Esempio di decodificatore PAL a circuiti integrati

Ad esclusivo scopo didattico, accenniamo brevemente ad un'operazione di decodifica espletata da alcuni circuiti integrati che «raggruppano» le varie funzioni esaminate nei precedenti paragrafi.

A prescindere dalla scelta dei tipi di integrati, la soluzione presenta comunque un elevato grado di affidabilità, non disgiunta da migliore riproducibilità in quantità notevoli di esemplari, con tolleranze ristrette e tempi di collaudo ridotti.

#### *Modulo di luminanza (fig. 5.3.7)*

Il segnale video perviene, tramite il contatto 39 del modulo stesso, al transistor  $V 305$  che lo trasduce in bassa impedenza, rendendo disponibile il croma, selezionato dal passabanda  $C 306$ ,  $L 306$ ,  $L 309$ ,  $C 309$ ,  $R 309$ , sul piedino 11. Il solo segnale di luminanza, presente prima del passabanda, attraverso la linea di ritardo  $Z 311$ , perviene al  $TBA 396$ , piedino 14. L'ingresso video al transistor  $V 305$ , prevede il circuito accordato  $F 301$  preposto all'attenuazione dell'intercarrier ( $5,5 \text{ MHz}$ ).

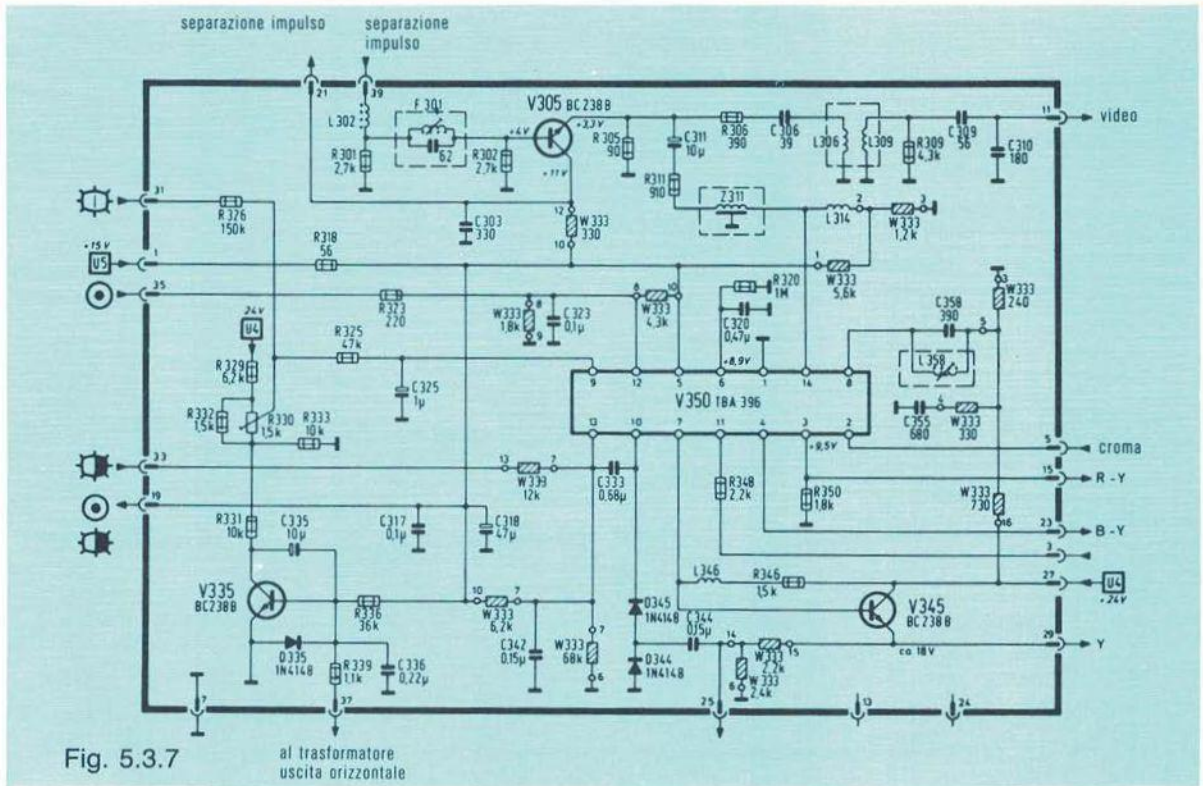


Fig. 5.3.7

Le due componenti, di luminanza e cromaticità, alimentano i regolatori di contrasto e saturazione. Dopo tale regolazione, il segnale *Y* viene riferito al livello del nero e trasdotto in bassa impedenza sul piedino 29, tramite *V345*. Inoltre, per mezzo di *D345*, *W333* e *C344*, una tensione continua, proporzionale all'ampiezza della componente di luminanza, pilota il regolatore d'ampiezza del segnale d'ingresso; si ottiene pertanto un segnale di uscita che, entro certi limiti, risulta indipendente dall'entità della modulazione del trasmettitore. Il transistor *V335* limita la corrente catodica del cinescopio.

*Modulo di cromaticità* (fig. 5.3.8).

Tale modulo è equipaggiato con gli integrati *TBA395* ed *MC1327* e prevede, oltre alla linea di ritardo PAL *Z396*, il quarzo *Q380* per la rigenerazione della sottoportante.

Le funzioni compiute dai due integrati sono rispettivamente:

– *TBA395*:

- Oscillatore per la rigenerazione della sottoportante
- Identificazione PAL (7,8 KHz)
- Regolazione croma
- Killer o soppressione del colore.

– *MC1327*:

- Commutatore PAL
- Demodulatori sincroni
- Matrice *V-Y*
- Amplificatori dei primari *R, V, B*.



### 5.3.3 ESEMPIO DI DECODIFICATORE PAL A CIRCUITI INTEGRATI

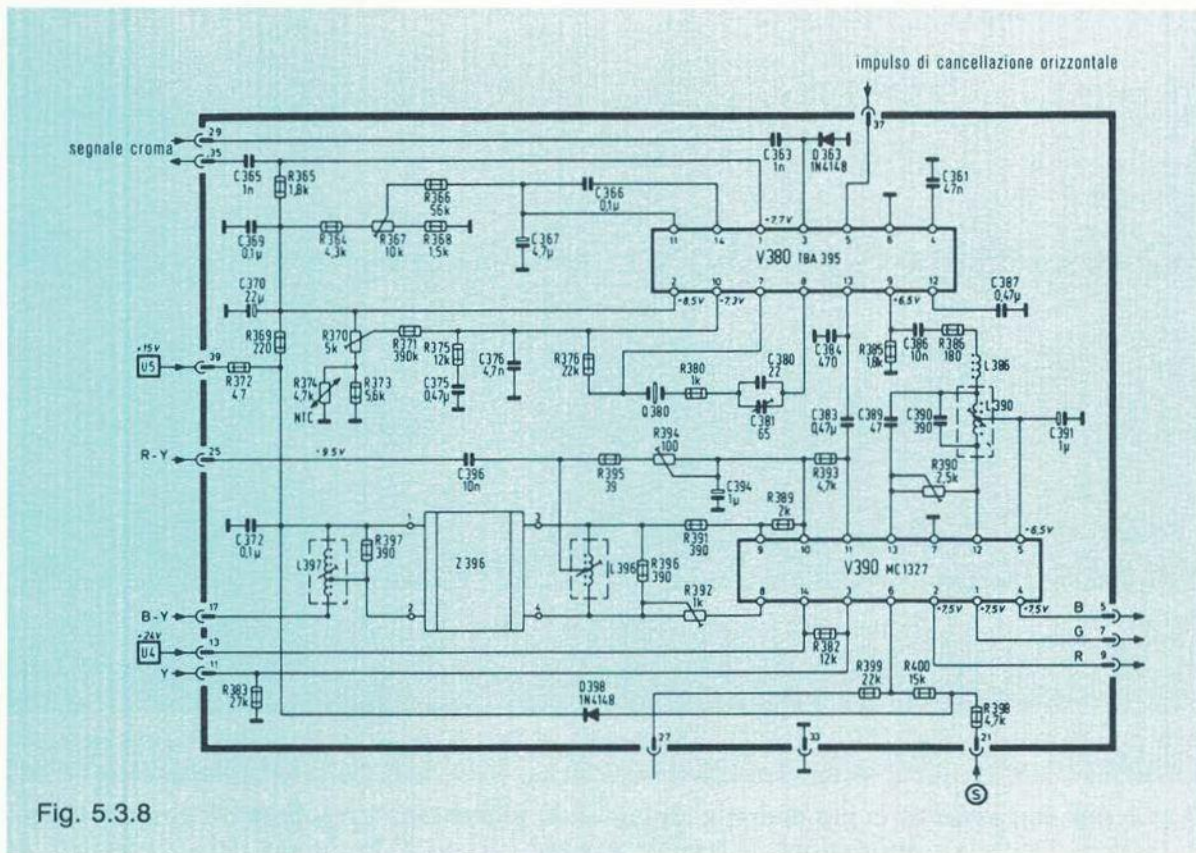


Fig. 5.3.8

Il segnale cromatico con valore di  $250\text{ mV}$ , dal piedino 11 del modulo di luminanza perviene al piedino 3 del V 380.

Dal confronto fasoriale del burst con l'oscillatore (Q 380) si genera una tensione di errore che, tramite la consueta costante di tempo, che nel caso specifico è rappresentata da R375-C375-C376, perviene all'oscillatore attraverso R 376, «agganciandolo» in fase. La capacità variabile C 381 permette la regolazione manuale della frequenza ( $4,43\text{ MHz}$ ) e la corretta posizione fasoriale in condizione di regime.

Le variazioni di temperatura dell'oscillatore vengono compensate con la resistenza NTC collegata al pin 10.

La sottoportante così rigenerata perviene, con fase corretta, ai pin 12 e 13 dell'MC 1327: al piedino 12 è idonea alla demodulazione di R - Y, mentre al 13 a quella di B - Y. Il croma, presente al piedino 25 del modulo, rappresenta il segnale diretto, mentre quello che alimenta il piedino 17, quello ritardato, per dar luogo, tramite la linea di ritardo, all'operazione di somma e differenza e conseguente discriminazione dei segnali d.d.c.

Le diciture di figura 5.3.8 significano che nel punto 3 della linea di ritardo, e quindi piedino 9 del V 390, è presente R - Y mentre, al piedino 8 dell'integrato, B - Y.

Sia comunque chiaro che ai piedini 25 e 17 del modulo perviene il segnale di cromatico e, solo dopo la linea di ritardo, sono disponibili, ancora trasposti a  $4,43\text{ MHz}$ , i segnali d.d.c. discriminati tra loro. Le figure 5.3.9 e 5.3.10 illustrano l'integrato MC 1327, sia nell'impiego tipico, seguito dagli amplificatori finali R, V, B, sia nella sua struttura.

5.3.3 ESEMPIO DI DECODIFICATORE PAL A CIRCUITI INTEGRATI

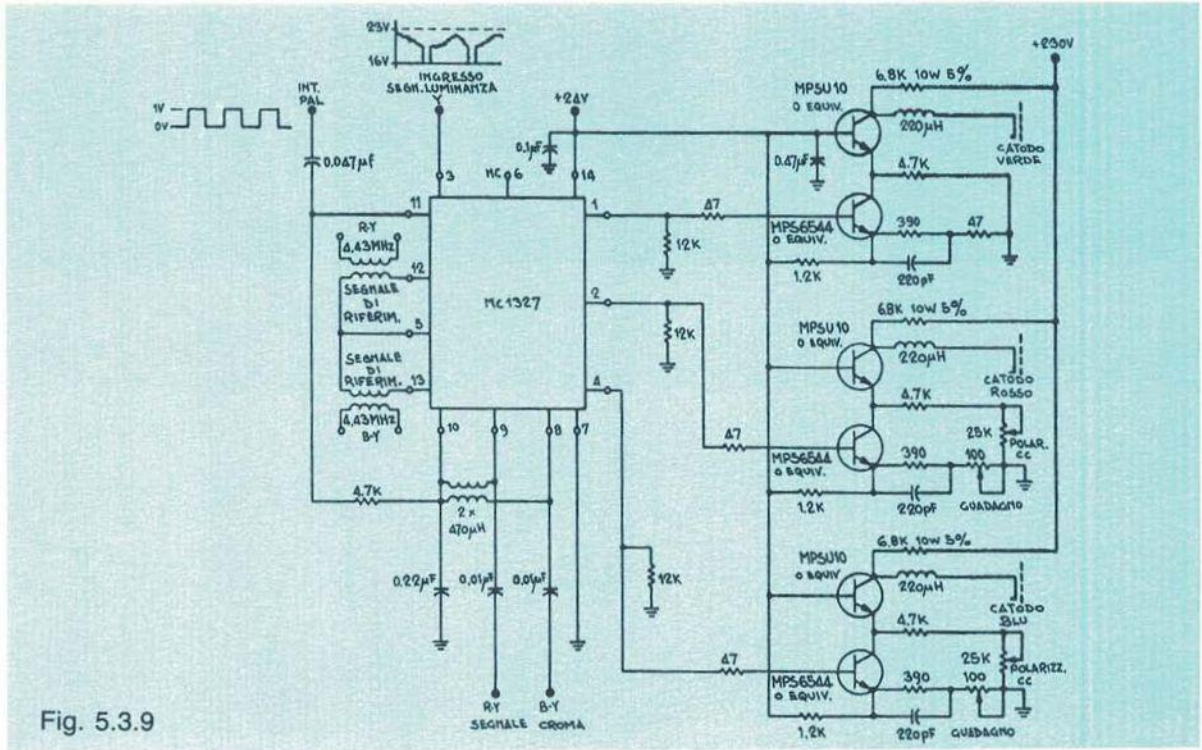


Fig. 5.3.9

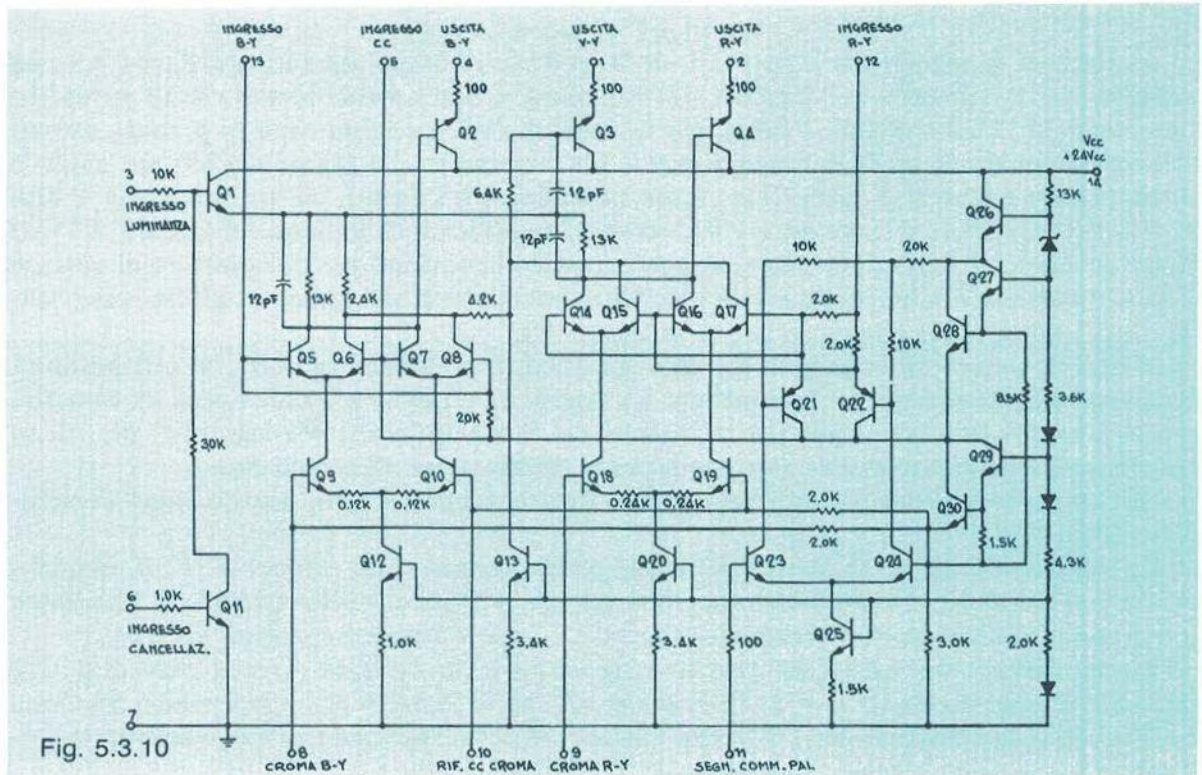


Fig. 5.3.10

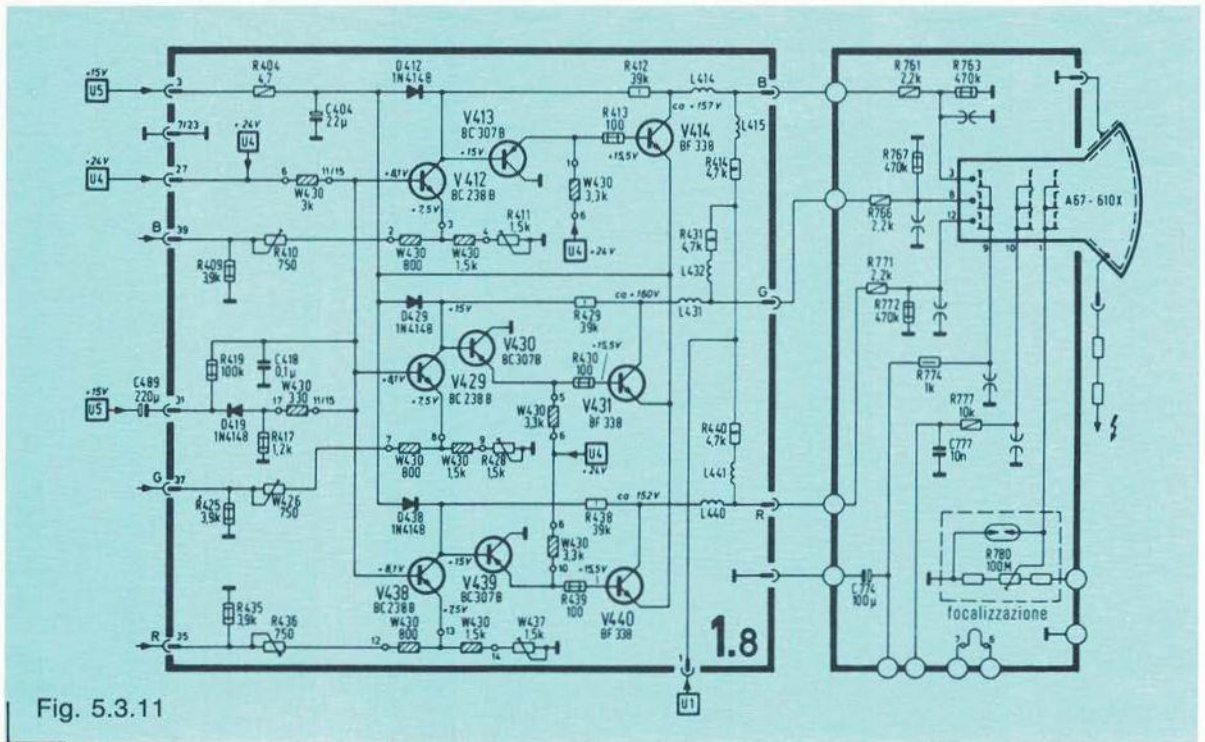


Fig. 5.3.11

Modulo RGB (fig. 5.3.11).

Le tensioni di segnale per il rosso, il verde ed il blu arrivano separatamente, con polarità negativa, per la formazione del grigio, dal modulo di crominanza al modulo RGB attraverso i terminali 35, 37, 39. Poiché i canali per il rosso, il verde ed il blu sono in pratica costruiti nello stesso modo, è sufficiente descrivere il funzionamento del canale del blu per avere la comprensione anche degli altri. Tale canale è costituito, tra l'altro, dai tre transistori  $V412$ ,  $V413$ ,  $V414$ . Mentre il transistor  $V412$  serve ad amplificare la tensione del segnale, il  $V413$  funge da stadio di eccitazione che genera la corrente di comando per il transistor di potenza  $V414$ . Il trimmer  $R410$  (regolatore di amplificazione) compensa i diversi livelli tra rosso, verde e blu, causati dalle attenuazioni dell'integrato  $MC1327$ .

Il tipo di cinescopio impiegato nel caso specifico, con cannoni in linea, ha una struttura degli elettrodi simile a quella del trinitron. La griglia  $I$  è un elettrodo unico per i tre cannoni, con classica forma a conchiglia per protezione del Wenhelt da disturbi impulsivi, per cui su tali elettrodi risulta impossibile regolare tensioni differenziate di interdizione.

Questa tensione viene ottenuta correggendo il riferimento del nero, usando valori compresi tra  $100 \div 150 V$ .

La matrice, che alimenta detto cinescopio, genera pertanto i tre primari  $R$ ,  $V$ ,  $B$ , in quanto con i segnali d.d.c. risulterebbe impossibile inviare sull'unica griglia controllo la luminanza con ampiezze differenziate e tenendo ovviamente eguali le tensioni continue ai catodi.

La regolazione dei valori del nero avviene variando la corrente di emettitore di  $V412$  mediante il potenziometro  $R411$ . Il diodo  $D412$  ha il compito di impedire una riduzione della tensione di collettore del  $V412$  con i valori del nero, regolando successivamente la tensione  $V5$ .

Il circuito di soppressione del punto luminoso è costituito dal diodo *D 419* e dal condensatore *C 489* ( $220 \mu F$ ). Quando si disinserisce l'apparecchio, il diodo *D 419* assume una bassa impedenza, poiché il condensatore elettrolitico si carica. I transistori *V 412* e *V 413* bloccano e saturano completamente il transistore dello stadio finale *V 414*, per cui il cinescopio viene eccitato con la massima corrente di raggio. In questo modo le tensioni residue agli elettrodi del cinescopio vengono azzerate ed il punto luminoso viene soppresso.

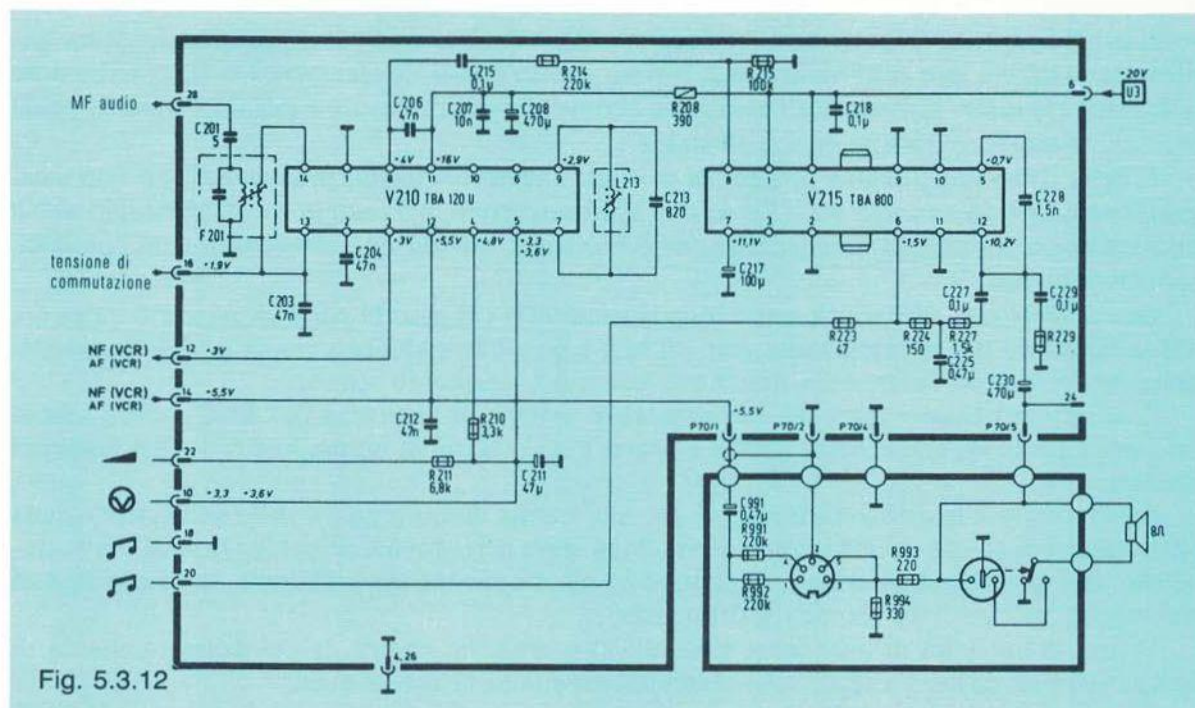


Fig. 5.3.12

Modulo audio (fig. 5.3.12).

Il segnale audio della portante intercarrier a  $5,5 \text{ MHz}$ , ricavato dal segnale della portante video modulato in ampiezza, e da quello della portante audio modulato in frequenza, parte dal terminale 30 del modulo MF video ed arriva al terminale 28 del modulo audio.

Dopo aver inviato il segnale MF audio ai pin 13-14 del *TBA 120U*, esso passa attraverso un amplificatore limitatore. Questo segnale, privo della modulazione d'ampiezza, è presente all'uscita BF (pin 8) con un'amplificazione in tensione di  $70 \text{ dB}$ .

Il condensatore *C 206* ( $47 \text{ nF}$ ) costituisce insieme alla impedenza di uscita dell'integrato *TBA 120U* l'organo di deenfasi con una costante di tempo di  $50 \mu s$ . La regolazione del volume avviene sul pin 5, utilizzando sul potenziometro una parte della tensione di riferimento presente sul pin 4 (regolazione tramite C.C.). La tensione di uscita BF (ca.  $600 \text{ mV}$ ) arriva al pin 8, ossia all'ingresso dell'amplificatore di BF del *TBA 800* che contiene, inoltre, il preamplificatore, lo stadio finale con eccitatore ed i circuiti di stabilizzazione.

Il circuito di controreazione BF (costituito da elementi *C 227-R 227* e *C 225-R 224*) provvede ad esaltare le note alte e basse durante la riproduzione musicale. Il segnale di BF arriva, attraverso il condensatore di accoppiamento *C 230* ( $470 \mu F$ ), all'altoparlante con impedenza di  $8 \text{ Ohm}$ . La potenza d'uscita in BF è di circa  $3 \text{ W}$ .

### 5.4 Procedura di allineamento del cinescopio a maschera

Esaminando il cinescopio a maschera, si è potuta constatare la complessità tecnologica che, come conseguenza, porta a difficoltà di carattere operativo per l'allineamento e di stabilità nel tempo, soprattutto delle geometrie.

In sintesi, possiamo rivedere il complesso di regolazioni minime necessarie per un corretto funzionamento.

Il problema della magnetizzazione della maschera forata, costituita, per robustezza meccanica, da materiali non tutti amagnetici, è stato risolto con il «degaussing» o smagnetizzatore automatico il quale provvede, all'atto della accensione del ricevitore e per un tempo di pochi secondi, a smagnetizzare la maschera stessa.

È bene comunque, in una procedura di allineamento completa, provvedere con uno smagnetizzatore esterno ad una energica azione smagnetizzante, nel caso in cui il cinescopio abbia in precedenza subito una magnetizzazione consistente, tale da non essere eliminata con il dispositivo interno.

Ovviamente tale operazione può rendersi necessaria nel caso in cui il ricevitore o monitor venga installato per la prima volta, per cui non è possibile stabilire a priori le vicende magnetiche subite in precedenza dalla maschera forata del cinescopio stesso.

È altrettanto chiaro come sia indispensabile evitare la vicinanza del TVC a forti campi magnetici anche se, come visto, il tubo è protetto da schermi di permalloy o di altri materiali simili.

Evidentemente le difficoltà maggiori per una buona messa a punto delle geometrie e della temperatura di colore del cinescopio a maschera sono però dovute alle tolleranze di costruzione che, per quanto già assai ristrette, non sono comunque tali da assicurare, in questo tipo di cinescopio, una perfetta geometria del quadro.

Di qui la necessità di introdurre elementi di correzione esterni, la cui azione consenta di compensare gli errori sia statici che dinamici, esaminati in precedenza.

Esaminando un cinescopio a maschera e procedendo dai catodi verso lo schermo, riassumiamo brevemente le funzioni esplicate dai vari elementi correttivi, elencandoli nell'ordine.

Il magnete laterale del blu (primo elemento esterno che troviamo dopo lo zoccolo del tubo) consente lo spostamento del pennello elettronico del blu in senso orizzontale, in quanto il cannone relativo è disposto sull'asse verticale del cinescopio. Con tale regolazione l'asse verticale del pennello del blu interseca gli altri due in un unico punto, come dimostra la figura 5.4.1. Tale regolazione, pertanto, risulta un comando «statico» in quanto la correzione apportata è indipendente dall'angolo di deflessione.

L'elemento successivo è determinato dal magnete di purezza, che consente ad ogni pennello di colpire al centro il solo fosforo che gli è pertinente. L'azione di questo magnete, ampiamente illustrata paragrafo 5.1.5, permette di ottenere, con un solo cannone attivato, uno schermo a massima luminosità e colorato uniformemente.

Il giogo di convergenza permette, agendo sui comandi statici, lo spostamento radiale dei tre pennelli, consentendo loro di interessare contemporaneamente gli stessi fori della maschera; l'azione dei comandi statici è visibile nella zona centrale dello schermo.

I comandi statici sono generalmente costituiti da potenziometri che regolano la componente continua degli avvolgimenti costituenti il giogo convergente; in modelli meno recenti di TVC, tali comandi erano rappresentati da tre magneti permanenti disposti a 120° su un supporto solidale al giogo stesso e spostabili radialmente nelle guide di supporto.

In entrambi i casi, negli avvolgimenti convergenti circolano le correnti a dente di sega e paraboliche, sia a frequenza di riga che di quadro, che costituiscono le grandezze correttive dinamiche. Esse infatti variano la loro azione in funzione dell'angolo di deflessione e vengono regolate indipendentemente mediante potenziometri e, talora, con induttanze.

L'azione combinata dei vari comandi di convergenza dinamica consente una buona sovrapposizione dei fasci nella zona periferica dello schermo.

La procedura da seguire nella messa a punto prevede quindi una sequenza di regolazioni in cui, come minimo, gli organi preposti alla variazione dei parametri sono diciassette, oltre evidentemente a quelli pertinenti e già noti nel bianco e nero, come linearità, ampiezza  $H$  e  $V$ , ecc.

Evidentemente, per ottenere su tutta la superficie degli schermi da 26" una buona sovrapposizione o, come viene meglio definita, «convergenza» dei fasci, i costruttori introducono delle regolazioni suppletive, per esempio sotto forma di correnti paraboliche a frequenza doppia di quella di riga. Quindi, i diciassette comandi di geometria rappresentano il numero minimo di regolazioni indispensabili per ottenere una convergenza accettabile.

La procedura da seguire per la messa a punto delle geometrie è quindi la seguente:

- 1) smagnetizzazione;
- 2) controllo e regolazione della purezza;
- 3) controllo e regolazione delle convergenze statiche;
- 4) controllo e regolazione delle convergenze dinamiche.



Fig. 5.4.1

#### 5.4.1 Smagnetizzazione

Come già segnalato in precedenza, anche se il cinescopio è munito di «degaussing», è bene smagnetizzare in modo efficace la maschera mediante bobina esterna. Tracce di magnetizzazione sono rese evidenti sull'immagine da «chiazze» irregolari di colore, osservabili sia su superfici bianche che sullo schermo eccitato da un solo pennello elettronico. Nel caso di magnetizzazione residua su superficie bianca, l'immagine si presenta con chiazze colorate più o meno diffuse.

#### 5.4.2 PURITÀ

Poiché l'effetto è simile a quello dovuto a mancanza di purità (si tratta infatti di deviazione delle traiettorie dei pennelli elettronici), nel dubbio, prima di regolare il magnete omonimo, è bene provvedere alla smagnetizzazione.

Tale operazione si compie ruotando la bobina smagnetizzante esterna al TVC con progressivo allontanamento dallo schermo e disattivandola quando la distanza dallo schermo stesso è tale da dar luogo ad una correzione trascurabile.

Quando si è certi di essere in presenza di un cinescopio perfettamente smagnetizzato, si può procedere alla messa a punto della purità.

#### 5.4.2 Purità

Normalmente la verifica della purità viene fatta su un'immagine rossa che si può ottenere o disattivando i cannoni blu e verde o ricorrendo al segnale apposito fornito dal generatore di servizio. Nel primo caso è bene avere in ingresso al TVC un segnale bianco uniforme con i sincronismi; nella seconda ipotesi, il generatore fornisce un video composito con piedistallo e sottoportante la cui fase è compresa nella zona pertinente al rosso. I motivi che consigliano di adottare il rosso sono due: il primo consiste nel fatto che l'occhio è molto sensibile alle variazioni di cromaticità su tale tinta (vedi asse *I* nel triangolo colorimetrico) mentre il secondo è dovuto alla maggior corrente normalmente erogata dal pennello del rosso in relazione alla minore sensibilità del fosforo relativo, per cui un maggior numero di elettroni è interessato e quindi, in presenza di errori di purità, risulterà maggiore anche il numero di quelli che colpiscono fosfori adiacenti al rosso.

Regolato il magnete di purità sull'immagine rossa, si ripete il controllo con il blu ed il verde, attivando prima l'uno e poi l'altro cannone mediante gli appositi comandi ad interruttore.

La purezza, sull'intera superficie dello schermo, viene ottenuta regolando assialmente il giogo di scansione in modo da spostare il «centro di deflessione» per ottenere, anche ai bordi dello schermo, la corretta purezza come dimostra la figura 5.4.2.

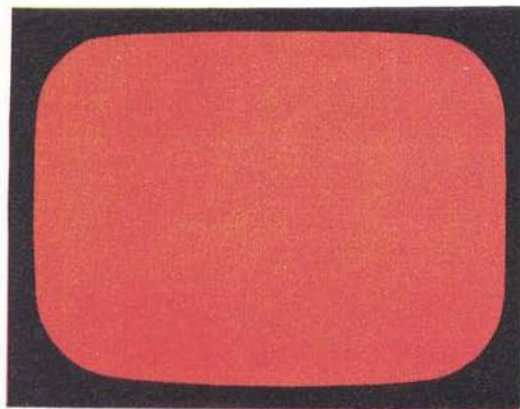


Fig. 5.4.2

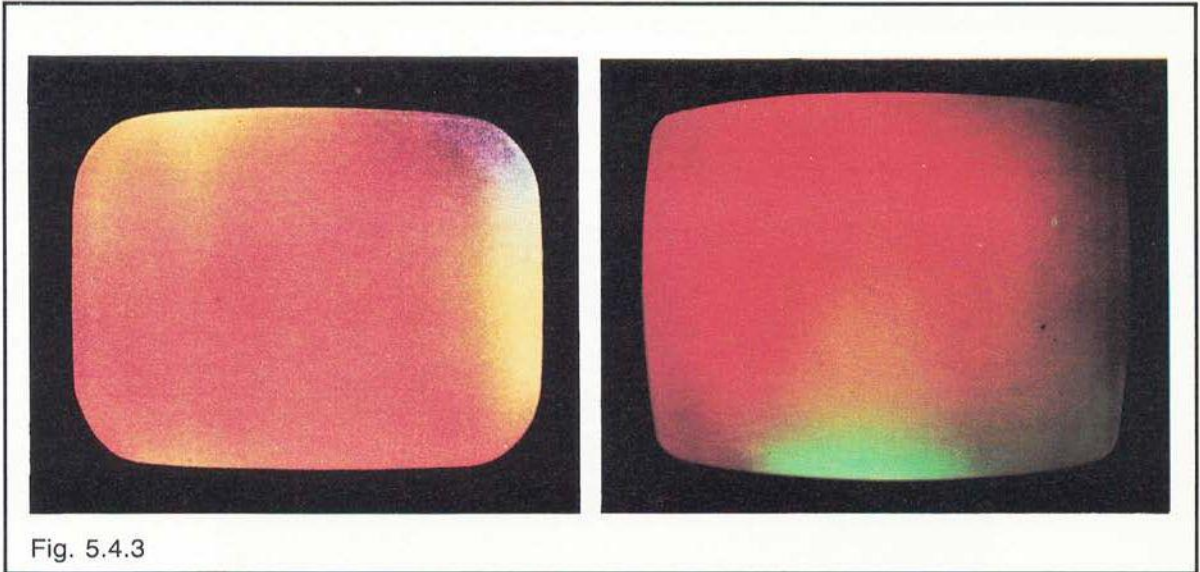


Fig. 5.4.3

Quindi, regolando il magnete, si ottiene omogeneità della tinta al centro dello schermo; spostando il giogo di deflessione, la si ottiene anche ai bordi.

Le figure 5.4.2 - 5.4.3 riportano rispettivamente uno schermo puro ed uno impuro. Evidentemente, se la purezza non è corretta, oltre a «chiazze» colorate sul bianco, in questi punti si rileva anche minore luminosità dovuta al numero inferiore di elettroni che vanno ad interessare il fosforo relativo.

### 5.4.3 Controllo della convergenza

Normalmente è bene seguire, per tutte le operazioni di messa a punto ed allineamento, la procedura dettata dal costruttore; comunque nelle sue linee generali la prassi seguita si attiene alle operazioni di massima qui riportate, soprattutto per quanto riguarda la loro sequenza.

Nel caso della convergenza non è possibile dettare una prassi rigorosa da seguire ma, anche in questo caso, dettiamo una serie di operazioni che rispecchiano fondamentalmente le procedure consigliate dai costruttori.

Mediante un generatore di servizio, si alimenta il ricevitore (o monitor) con un segnale di graticcio e, prima di iniziare qualsiasi operazione di ritocco dei comandi di convergenza, è necessario controllare e, nel caso, regolare tutti i comandi che già sono noti nella tecnica del bianco e nero. Si deve in altri termini verificare l'esattezza del rapporto dimensionale, la linearità orizzontale e verticale, in modo da ottenere un'immagine corretta sotto tale aspetto. Questo è reso necessario dal fatto che le grandezze elettriche, come correnti a dente di sega e parabolica, sia orizzontale che verticale, necessarie al corretto funzionamento della convergenza dinamica, sono ovviamente fornite dai generatori di deflessione, i quali pertanto debbono essere regolati in modo corretto, non solo per ottenere un'immagine con le geometrie valide per il BN, ma anche perché forniscano i segnali necessari alla correzione delle geometrie che interessano il colore.

Compiute queste operazioni, sempre con il segnale del graticcio, si passa alla regolazione della convergenza statica, osservando quindi l'immagine al centro dello schermo, dove cioè



l'angolo di deflessione non interessa i vari pennelli.

È buona norma compiere tale operazione interdicendo inizialmente il cannone del blu, in modo da ottenere, al centro dell'immagine, un graticcio giallo dovuto alla sovrapposizione del rosso e del verde, come riportato in figura 5.4.4.

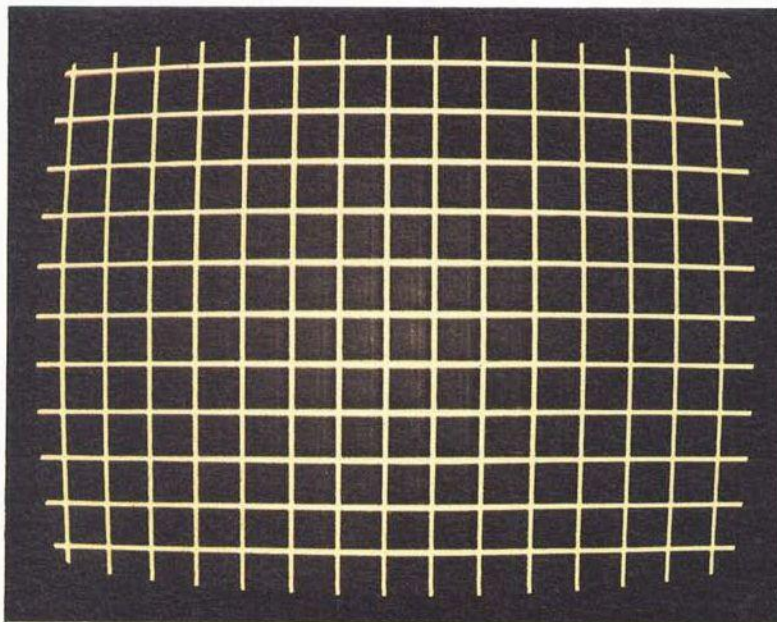


Fig. 5.4.4

Se tale sovrapposizione non è perfetta, si nota la croce centrale formata da due distinte immagini, rispettivamente rossa e verde. Agendo sui comandi di convergenza statica, si spostano fino ad ottenere una perfetta sovrapposizione delle due immagini rossa e verde, che si confonderanno, ora, in una sola, gialla. Tale condizione si ottiene facilmente anche se è buona norma, dopo aver ottenuto una buona convergenza statica, rivedere un istante la «purezza» per ritornare con piccoli ritocchi, se necessario, a rivedere la «statica».

Si attiva ora il cannone del blu e, se il pennello omonimo non sovrappone al centro l'immagine che gli è pertinente (quella gialla di fig. 5.4.4), si regolano la «statica» ed il «magnete laterale» del blu sino ad ottenere che, al centro dello schermo, la croce del graticcio sia bianca.

Dovendo operare sui cinescopi di alcuni anni or sono, in luogo dei potenziometri che regolano la corrente di generazione dei campi magnetici, si possono trovare magneti permanenti che, mossi radialmente, danno comunque luogo al medesimo effetto; in tal caso l'operazione risulta ovviamente più scomoda data l'ubicazione forzata dei magneti permanenti sul collo del cinescopio stesso, mentre con i potenziometri le regolazioni sono portate in punti operativi più agevoli. È bene accertarsi, in entrambi i casi, che il posizionamento del giogo convergente, ma soprattutto il magnete laterale blu, risulti corretto. Il cannone del blu è infatti ben riconoscibile dagli altri in quanto, essendo posto per norma sull'asse verticale, è equipaggiato con un'espansione polare che consente la chiusura del circuito magnetico del «laterale blu».

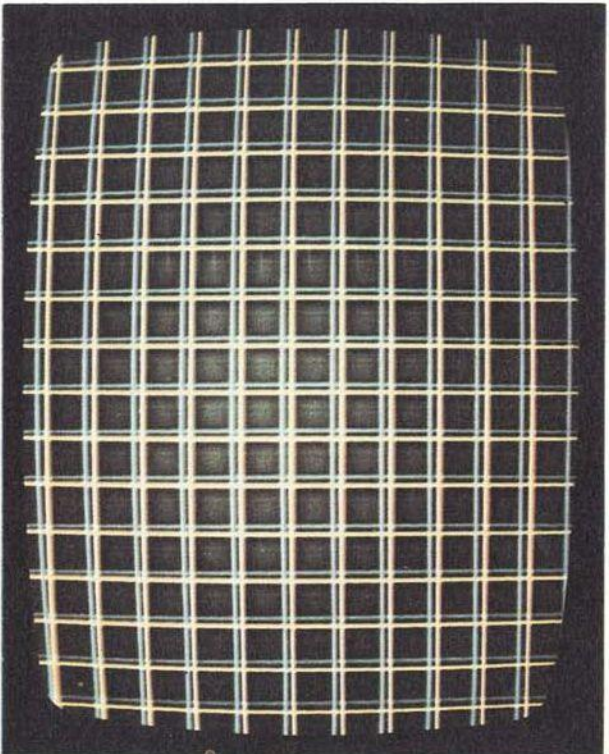


Fig. 5.4.5

Tale espansione è ben visibile attraverso il vetro, nel collo del tubo, per cui il relativo magnete potrà essere posizionato in modo corretto.

Ottenuta una buona sovrapposizione centrale con i comandi statici, si passa alla regolazione dei comandi «dinamici», tenendo presente che questa operazione risulta assai più laboriosa della precedente, perché implica l'azione di un minimo di 12 comandi.

In tale caso non è possibile suggerire una procedura, in quanto il risultato è dovuto all'azione di molte grandezze che, regolate separatamente, consentono con approssimazioni successive di ottenere risultati accettabili.

Le figure 5.4.5 riportano condizioni di «fuori convergenza» le quali chiariscono come si debba intervenire, in ogni parte perimetrale dell'immagine, seguendo le istruzioni o la simbologia riportata dal costruttore su ogni comando di convergenza dinamica.

#### 5.4.4 Verifica e messa a punto del rapporto luminanza/crominanza

Nei monitori esiste normalmente a disposizione dell'operatore il solo comando di contrasto. Per le ragioni viste in precedenza, è bene pertanto verificare periodicamente, ed eventualmente correggere, il rapporto luminanza/crominanza.

Anche i ricevitori commerciali, volendo, possono essere regolati per un corretto rapporto tra le due grandezze citate, anche se, necessariamente, dopo tale regolazione non si dovrebbero più variare né il contrasto, che agisce normalmente sulla luminanza, né la saturazione, che interviene sulla crominanza. Nei ricevitori, dove il comando di contrasto agisce su entrambe le componenti, la verifica e la messa a punto del rapporto menzionato trova giustificazione in quanto solo la «saturazione» non dovrà più essere variata, mentre sarà ancora possibile intervenire sul livello video senza alterare il rapporto tra le due grandezze.

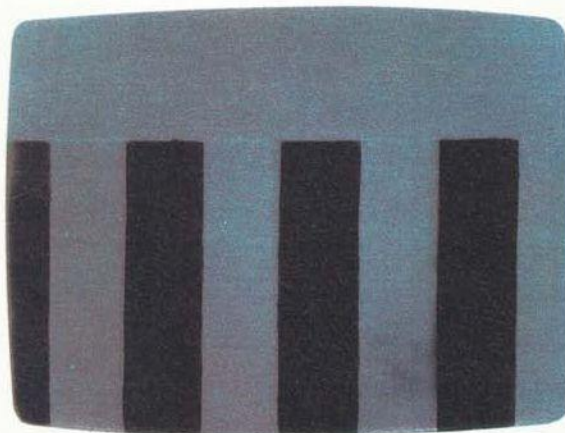


Fig. 5.4.6

La verifica e l'eventuale regolazione del rapporto di luminanza/crominanza può essere agevolmente attuata senza strumentazione, impiegando il segnale di barre di colore e interdicendo i cannoni rosso e verde. L'immagine apparirà come in figura 5.4.6, ossia un alternarsi

di barre nere, lievemente bluastre, e blu. Se il rapporto tra le due grandezze è corretto, significa che la somma della luminanza con l'informazione cromatica delle barre ciano (III), magenta (V) e blu (VII e ultima barra) deve risultare unitaria. Le barre terza, quinta e settima sono dovute pertanto a segnali unitari e quindi, portando il comando di luminosità verso zero, le tre barre citate debbono rendersi invisibili per un identico valore di luminosità. Non abbiamo preso in considerazione la prima barra blu (relativa a quella bianca) in quanto essa può avere ampiezza unitaria mentre le altre sono standard al 75%.

Quindi le tre barre menzionate in precedenza si interdicono per eguale valore di luminosità, a condizione che risultino di eguale ampiezza.

Se ciò non avviene, significa che le tre barre non hanno eguale ampiezza e quindi il rapporto luminanza/crominanza deve essere regolato in modo da ottenere la condizione desiderata.

A titolo di esempio, supponiamo che la crominanza, per effetto di una regolazione errata, presenti un livello ridotto del 30% rispetto al valore esatto.

Le tre barre interessate (supposto il segnale standard con ampiezza al 75%) presentano i valori:

$$\begin{array}{l} \text{Barra ciano} \\ \left[ \begin{array}{l} Y = 0,11 + 0,59 = 0,7 \\ B - Y = 1 - 0,7 = 0,3 \end{array} \right. \end{array} \quad \begin{array}{l} \frac{0,7 \cdot 75}{100} = \frac{52,5}{100} = 0,525 \\ \frac{0,3 \cdot 75}{100} = \frac{22,5}{100} = 0,225 \end{array}$$

$$\begin{array}{l} \text{Barra magenta} \\ \left[ \begin{array}{l} Y = 0,3 + 0,11 = 0,41 \\ B - Y = 1 - 0,41 = 0,59 \end{array} \right. \end{array} \quad \begin{array}{l} \frac{0,41 \cdot 75}{100} = 0,307 \\ \frac{0,59 \cdot 75}{100} = 0,442 \end{array}$$

$$\begin{array}{l} \text{Barra blu} \\ \left[ \begin{array}{l} Y = 0,11 \\ B - Y = 0,89 \end{array} \right. \end{array} \quad \begin{array}{l} \frac{0,11 \cdot 75}{100} = 0,082 \\ \frac{0,89 \cdot 75}{100} = 0,667 \end{array}$$

Considerando una riduzione del 30% della crominanza, si ottiene:

$$\text{Barra ciano} \quad B - Y = \frac{0,225 \cdot 70}{100} = 0,1575$$

$$\text{Barra magenta} \quad B - Y = \frac{0,442 \cdot 70}{100} = 0,3094$$

$$\text{Barra blu} \quad B - Y = \frac{0,667 \cdot 70}{100} = 0,4669$$

L'ampiezza delle barre, per quanto riguarda il primario blu, risulta:

Barra ciano:  $0,157 + 0,525 = 0,682$

Barra magenta:  $0,309 + 0,410 = 0,719$

Barra blu:  $0,466 + 0,082 = 0,548$

Ossia il segnale elettrico per le barre terza, quinta e ultima non è uguale, pertanto la condizione di interdizione per un eguale valore di luminosità non può essere ottenuta.

Si regola quindi il comando di saturazione sino ad ottenere l'interdizione simultanea delle tre barre per un unico valore di luminosità. Evidentemente un controllo più preciso può essere attuato con l'oscillografo, osservando il segnale primario *B* a frequenza di riga che si presenterà, nell'esempio menzionato, con i valori delle tre barre non uguali, mentre, per corretto rapporto luminanza/crominanza, dovrà risultare come da figura 5.4.7.

Oltre alle geometrie, abbiamo visto come il cinescopio tricromico richieda la regolazione di quei comandi che consentono di ottenere il bianco di riferimento.

Nello studio dell'impiego del cinescopio come elemento di matrice si sono visti i vari tipi di comandi a disposizione e che sono così sintetizzabili:

- a) Potenzimetri per la regolazione dei tre potenziali di griglia schermo.
- b) Potenzimetri per la regolazione delle componenti di luminanza ai catodi del verde e del blu. Tali comandi, come si è detto, possono non essere presenti se il cinescopio è corredato di resistori VDR aventi caratteristica eguale a quella del cannone sul quale sono inserite.

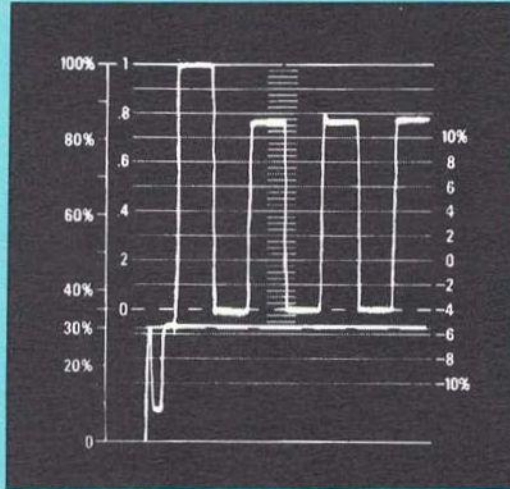


Fig. 5.4.7

- c) Guadagni degli amplificatori *R*, *V*, *B*, nel caso di matrice che preceda il cinescopio stesso.

Anche in questa circostanza, la prassi seguita per la messa a punto del bianco di riferimento è funzione della soluzione circuitale adottata. Intendiamo cioè dire che non tutti i ricevitori e monitori TVC presentano le stesse soluzioni che consentano la facilitazione di tale messa a punto, come, ad esempio, l'interruttore (per altro già menzionato) che esclude la deflessione verticale e riferisce i catodi del tubo al potenziale relativo al nero dell'immagine.

Per i ricevitori provvisti di questa facilitazione abbiamo già visto come risulti agevole la messa a punto; ponendo infatti l'interruttore «servizio» in posizione attiva, con il contrasto a tre quarti corsa, si agisce sulle tensioni di griglia schermo sino ad ottenere l'annullamento (appena percepito) delle tre righe orizzontali rossa, verde, blu.

Riportando l'interruttore «servizio» in posizione normale, si regolano i «guadagni» di luminanza ai catodi blu e verde sino a bilanciare il bianco. Se tali comandi non sono previsti, si portano lievissimi ritocchi, per ottenere il bianco desiderato, alle precedenti regolazioni di tensione di griglia schermo. Per matrici che forniscono  $R$ ,  $V$ ,  $B$  al cinescopio, il nero si regola ancora come nel caso precedente ( $V_{G2}$ ), mentre il bianco viene ottenuto bilanciando i guadagni degli amplificatori  $R$ ,  $V$ ,  $B$ .

Nel caso di messa a punto di monitori, negli studi di ripresa tale procedura non può più essere basata sulla soggettività dell'operatore e pertanto la valutazione del bianco di riferimento potrà essere attuata solamente con l'ausilio di strumentazione. Ciò in considerazione del fatto che i vari monitori di visione dovranno comportarsi, sotto tutti gli aspetti, in modo identico, per cui l'operatore non è più in grado di determinare il «medesimo bianco» su tutti i monitori operanti.

### 5.5 Cinescopi a proiezione

L'avvento di sistemi televisivi non compatibili (vedi parag. 4.5 e 4.6), con particolare riferimento ai sistemi HD-TV, prevede, come logica conseguenza, uno schermo idoneo ad evidenziare la indubbia miglior qualità d'immagine disponibile all'utente.

Due fattori fondamentali, quali il rapporto dimensionale  $5:3$  e la elevata definizione, sia in senso orizzontale che verticale, richiedono, nel loro insieme, un sistema adeguato di sintesi che non presenti quei limiti tecnologici insiti nei sistemi tradizionali, pur mantenendo costi accessibili e ragionevoli per il grande pubblico.

Indagini sperimentali sulle condizioni visive ottimali in sale cinematografiche, dimostrano che i valori tipici medi dell'angolo visivo sono:  $58^\circ$  in verticale con distanza frontale di visione pari a  $0,9$  volte l'altezza  $H$  dell'immagine,  $17^\circ \div 18^\circ$ , sempre in visione centrale, a distanza di  $3,3H$  e  $10^\circ$  a distanza  $6H$ .

Raffrontando la visione su schermo televisivo normale, osservando un  $20''$  (diagonale) a  $2\text{ m}$  di distanza, corrispondente a circa  $6H$ , si ottiene l'angolo visivo verticale di  $10^\circ$ , decisamente insufficiente a fornire «l'effetto presenza», tipico per altro dei sistemi cinemascope. Nell'esempio citato un angolo visivo maggiore potrebbe essere ottenuto ovviamente avanzando la visione, ossia riducendo la distanza tra schermo e soggetto osservante.

Inoltre è dimostrato anche il fatto che un'immagine, vista da lontano su schermo di grandi dimensioni, è preferibile (soggettivamente) alla stessa immagine osservata più da vicino su uno schermo ridotto. Pertanto un'immagine HD-TV risulterà ottimale se visualizzata su uno schermo non inferiore a  $m\ 1,36 \times 0,75$ , considerando il diverso rapporto dimensionale. Evidentemente schermi di tali dimensioni non sono più consigliabili con la tecnologia vista nei precedenti paragrafi, in quanto sia l'elemento di dettaglio dovuto alle dimensioni fisiche della terna fosforica (sia a delta che in linea), sia la presenza negativa della maschera forata o della griglia (riduzione della luminosità) che della dimensione dello spot analizzante, verrebbero a limitare notevolmente la qualità dell'immagine. Esaminando i cinescopi classici, si sono evidenziati chiaramente i limiti qualitativi, già con le normali  $625\text{ linee}$ , formato  $4:3$ . La lumi-

nosità, inoltre, non può superare limiti precisi che, nel caso di grande schermo, risulterebbero inaccettabili, in quanto le correnti catodiche dovrebbero superare, a parità di focalizzazione, valori già ora assai elevati.

Tutte queste considerazioni fanno pensare a sistemi alternativi, anche se con i cinescopi tradizionali si possono raggiungere risultati di qualche rilievo per schermi di dimensioni superiori, ma non di molto, agli attuali. Per esempio, nel campo dei monitori professionali si possono ottenere risoluzioni ottime pur impiegando le tecniche esaminate nei precedenti paragrafi, incrementando il numero di pixel per unità di superficie, anche se ciò comporta un elevato scarto sulla linea di produzione dei cinescopi, in quanto si dovrebbero ridurre le tolleranze con notevolissimo incremento dei costi.

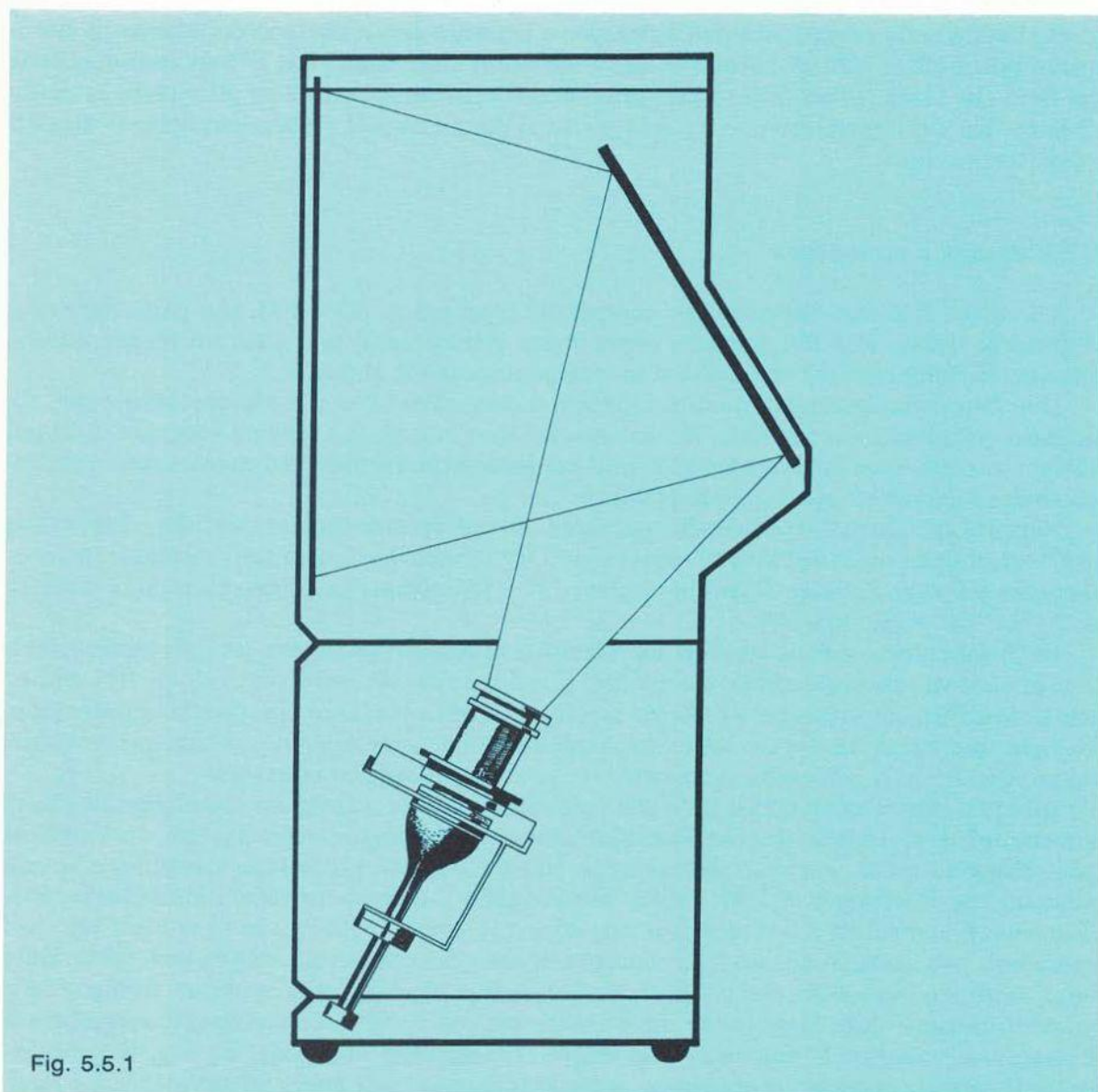
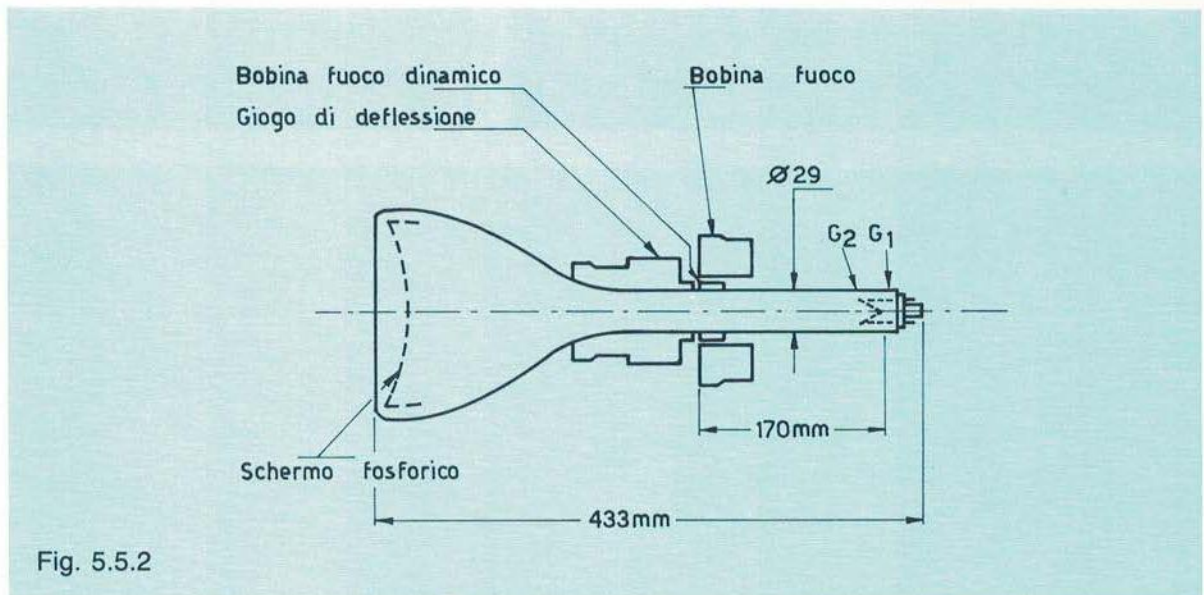


Fig. 5.5.1

In funzione di tutte queste considerazioni, si è quindi giunti ad elementi di sintesi a proiezione, i quali consentono visioni di grande qualità (elevata risoluzione) con notevole luminosità su schermi di dimensioni ragguardevoli come 55" di diagonale, consentendo una visione gradevole, decisamente raffrontabile a quella del cinescopio in sale cinematografiche. Ovviamente la distanza di visione dovrà essere rispettata e gli spazi richiesti saranno certamente maggiori degli attuali. Se si considera inoltre il fatto che uno schermo di così elevata superficie richiederebbe, onde contenerne la profondità, angoli di deflessione non molto lontani da  $160^\circ \div 170^\circ$ , con tutti i problemi tecnologici implicati, è indubbio che la via da seguire risulta, oggi, il sistema a proiezione.

Questi sistemi prevedono l'impiego di tre tubi catodici a differente elemento luminescente e di piccole dimensioni i cui effetti, attraverso ottiche particolari, si sommano e, per combinazione additiva forniscono sullo schermo l'immagine completa come sintesi delle tre radiazioni. Soprattutto nell'elemento vero e proprio di sintesi si ha la differenza di qualità e di costo dei vari «grande schermo».

Una nota casa giapponese, la HITACHI, ha sviluppato (1988) un grande schermo da 54" con tubi a proiezione posteriore (fig. 5.5.1) adatto per sintetizzare immagini HD-TV, con luminosità di picco di circa  $340 \text{ cd/m}^2$  ed una risoluzione orizzontale di 1000 linee televisive, con grande capacità di contrasto anche in locale luminoso.



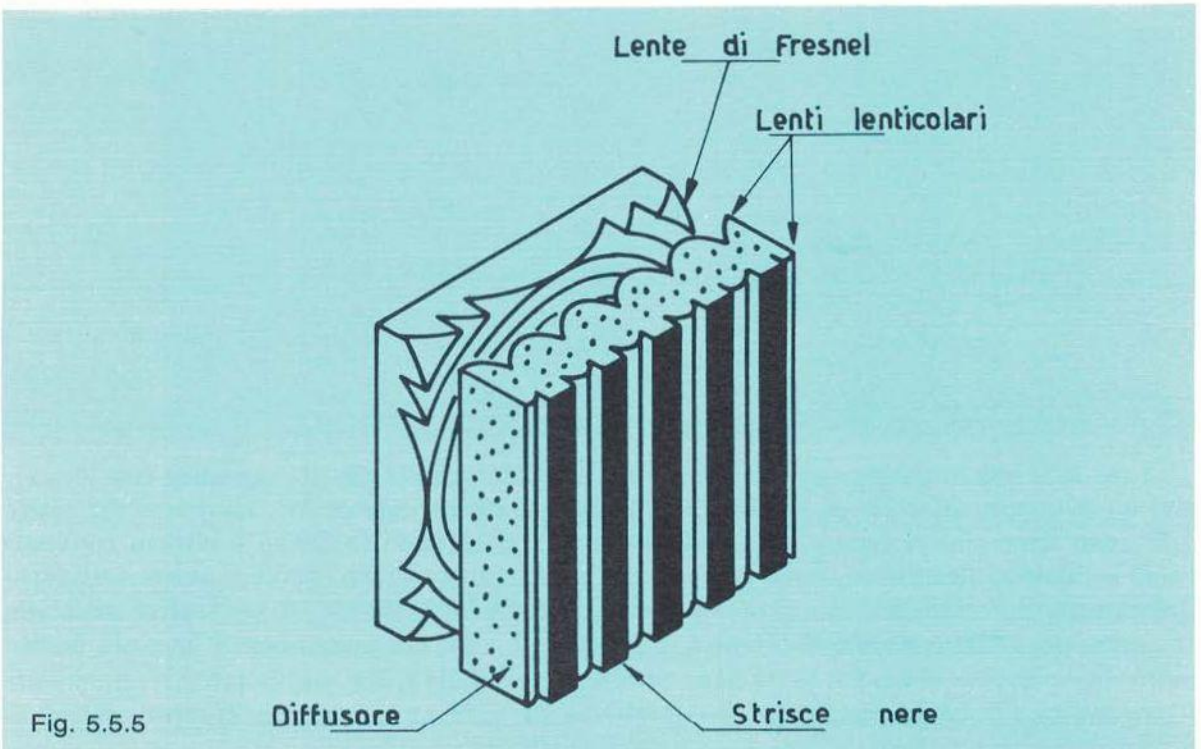
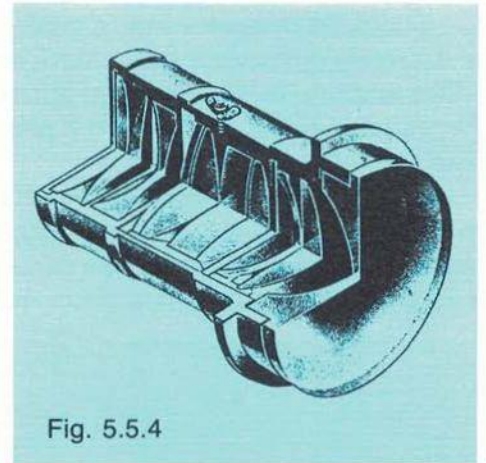
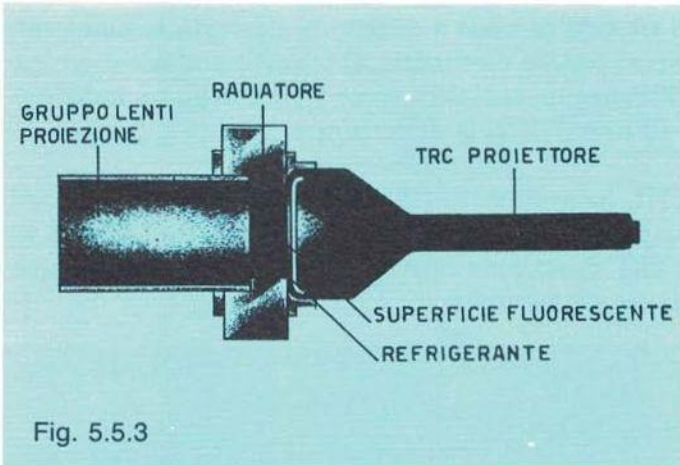
I tre tubi che lo compongono sono da 9" a focalizzazione elettromagnetica (fig. 5.5.2), con un diametro del collo di 29mm ed un angolo di deflessione di  $70^\circ$ , larghezza del raster 5,7", con immagine portata a 54" mediante lenti. Lo schermo fosforico è sferico, convesso verso il cannone elettronico, onde compensare la curvatura e quindi l'errore ottico introdotto dal sistema di proiezione, con grande linearità su tutta la superficie. Il particolare materiale fosforico del verde consente di ottenere una elevata luminosità unitamente a linearità fra luminosità e corrente di fascio; la tensione acceleratrice è di 28 KV e, con la focalizzazione elettromagnetica, il beam raggiunge una larghezza di 0,17 mm, pur con correnti medie di 0,15 mA.



## 5.5 CINESCOPI A PROIEZIONE

Lo spazio tra il tubo vero e proprio ed il sistema di lenti è riempito con speciale liquido che costituisce un integratore termico nonché un accoppiatore ottico tra il tubo vero e proprio e l'ottica, in modo che la luce, proveniente dal tubo stesso, interessi le lenti con la minima perdita dovuta a fenomeni di riflessione e rifrazione.

Tale soluzione consente altresì di eliminare l'accumulo di polvere sulla superficie del tubo. Il sistema di lenti ad elevata luminosità ( $f/1,2$ ) consente immagini brillanti, con elevata risoluzione ed eccellente cromaticità. L'insieme tubo-ottica e l'insieme delle lenti che costituiscono quest'ultima sono proposti in fig. 5.5.3 e 5.5.4 rispettivamente.



Indubbiamente la parte più interessante ed innovativa di tutto il dispositivo è dovuta al particolare schermo, il cui fronte anteriore prevede delle sottili strisce nere applicate sul doppio sistema lenticolare, come riportano le fig. 5.5.5 e 5.5.6.

Le radiazioni luminose, provenienti dallo specchio riflettente del sistema, passano attraverso la lente di Fresnel e, dopo essere transitate nello strato diffusore, colpiscono lo schermo vero e proprio (fig. 5.5.5) che, come si può vedere, è costituito da sistemi lenticolari (in materiale plastico), di cui quello rivolto verso l'osservatore ha i pixel separati da strisce nere verticali, le quali evitano sfrangiature luminose che potrebbero interferire tra terne adiacenti.

Si ottiene quindi una immagine molto nitida con resa uniforme su tutta la superficie, anche con visione in locali illuminati.

L'effetto del doppio sistema lenticolare migliora il dettaglio ed inoltre evita spostamenti di fase di  $R$  e  $B$  rispetto a  $G$ , come è chiaramente illustrato in fig. 5.5.6.

Le figure 5.5.7 e 5.5.8 riportano due proiettori per immagini HD-TV della Panasonic, unitamente alle caratteristiche essenziali.

Si nota come il TH-H 1800 consenta proiezioni su schermi compresi tra  $135'' \div 230''$ , evidentemente con occupazione di spazio notevole, in quanto la proiezione è frontale. Chiaramente lo schermo di dimensioni così elevate viene alimentato da una terna di tubi a  $12''$ , anziché  $9''$  o  $7''$  come i precedenti. Inoltre, con proiezione frontale diretta (TH-H 1800), lo schermo non è più a strisce con lente di Fresnel, in quanto questo sistema, descritto precedentemente, viene adottato nella proiezione posteriore. Normalmente l'ingresso di tutti questi proiettori è previsto in segnali  $R$ ,  $G$ ,  $B$ , o in componenti.

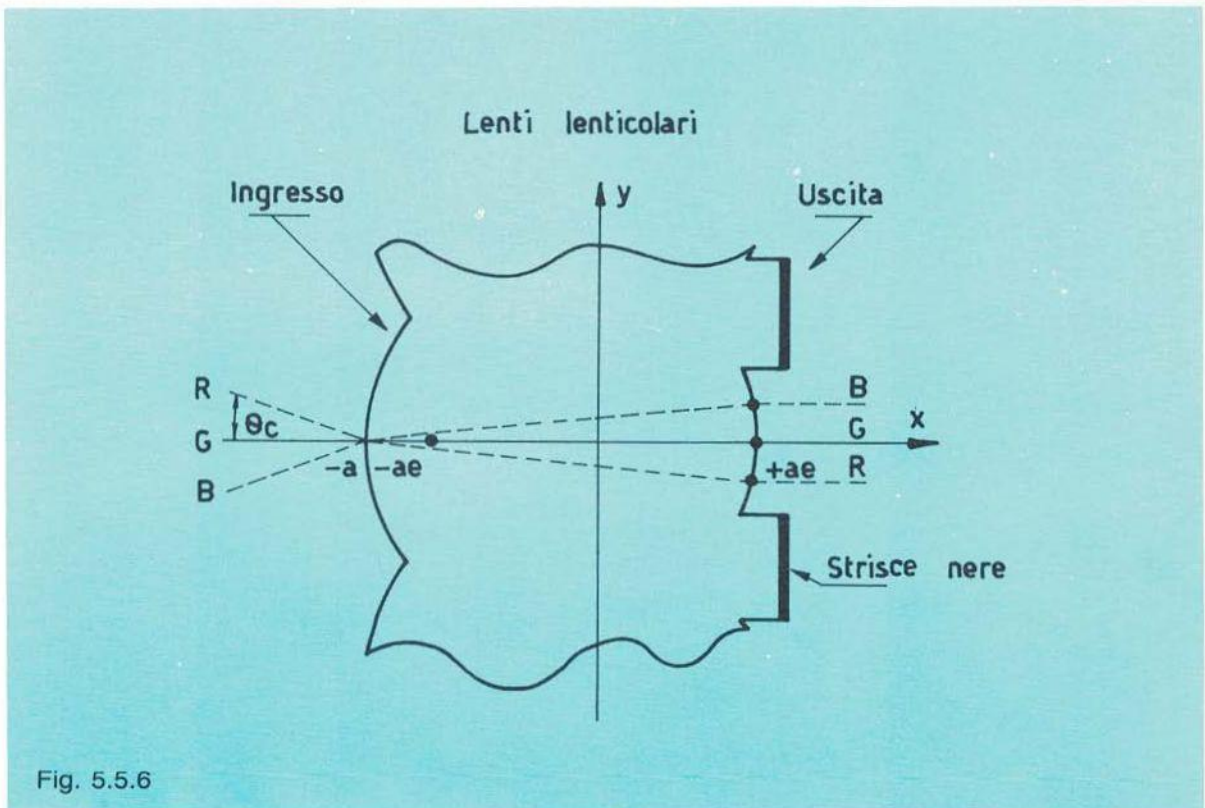
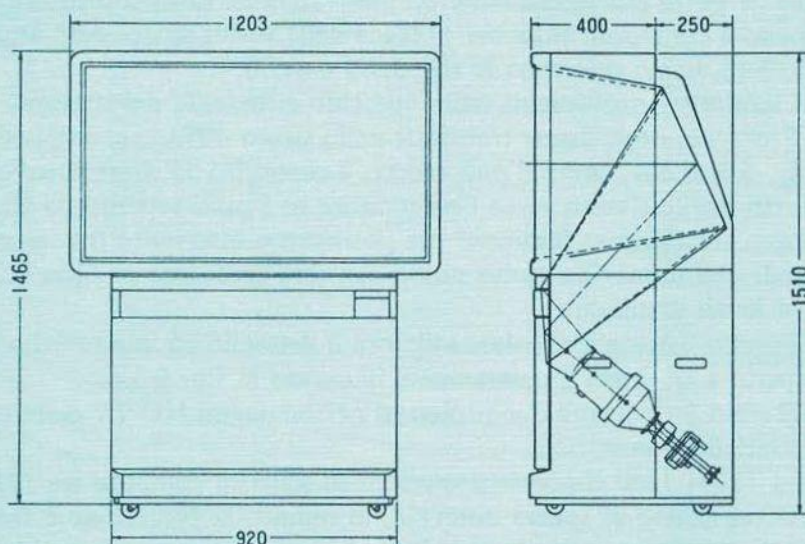


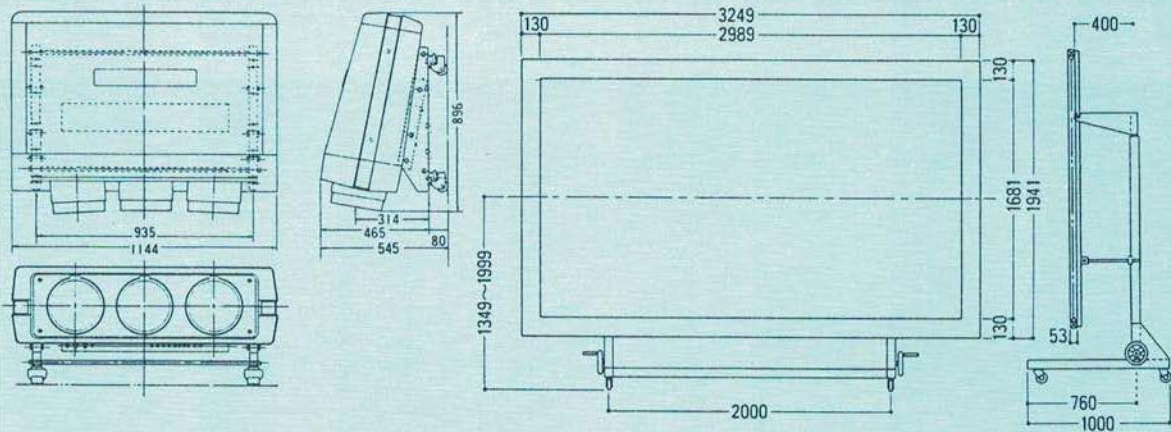
Fig. 5.5.6

## 5.5 CINESCOPI A PROIEZIONE



CARATTERISTICHE TH-H500	
TIPO DI PROIETTORE	Posteriore
AMPIEZZA SCHERMO	50" Diagonale [623(A) × 1107(L) mm]
LENTI DI PROIEZIONE	F1,14
TUBO DI PROIEZIONE	7" Raffreddamento a liquido tubi di proiezione (R, G, B) a focalizzazione elettromagnetica
INTERLACCIAMENTO	2:1
RAPPORTO DIMENSIONALE	16:9
LUMINOSITÀ DI PICCO	100 ft-L
SEGNALE DI PROVA	Graticcio
SEGNALE D'INGRESSO	VIDEO Y: 1,0 V <sub>pp</sub> (tri-level sinc.) P <sub>B</sub> , P <sub>R</sub> : 0,7 V <sub>pp</sub> R, G, B: 0,7 V <sub>pp</sub> (HD, VD sinc.)
	SINC HD, VD: 2 + 6V, polarità negativa
FREQUENZA DI DEFLESSIONE	Orizzontale: 33,75 KHz (1125 linee) 31,5 KHz (1050 linee) Verticale: 60 Hz
CONNETTORI	BNC, 75 Ω (Y, P <sub>B</sub> , P <sub>R</sub> , R, G, B, HD, VD)
RAPPORTO DI CONTRASTO	35:1 (1% finestra nera)
RISOLUZIONE	Orizzontale: 1000 linee TV Verticale: 750 linee TV
RGB VIDEO - LARGHEZZA DI BANDA	30 MHz
CONVERGENZA	Analogico e digitale
CONSUMO	390 W
DIMENSIONI	1510(A) × 1203(L) × 650(P) mm
PESO	140 kg
CAMPO DI VISIONE	Orizzontale: ± 42° Verticale: ± 12°

Fig. 5.5.7



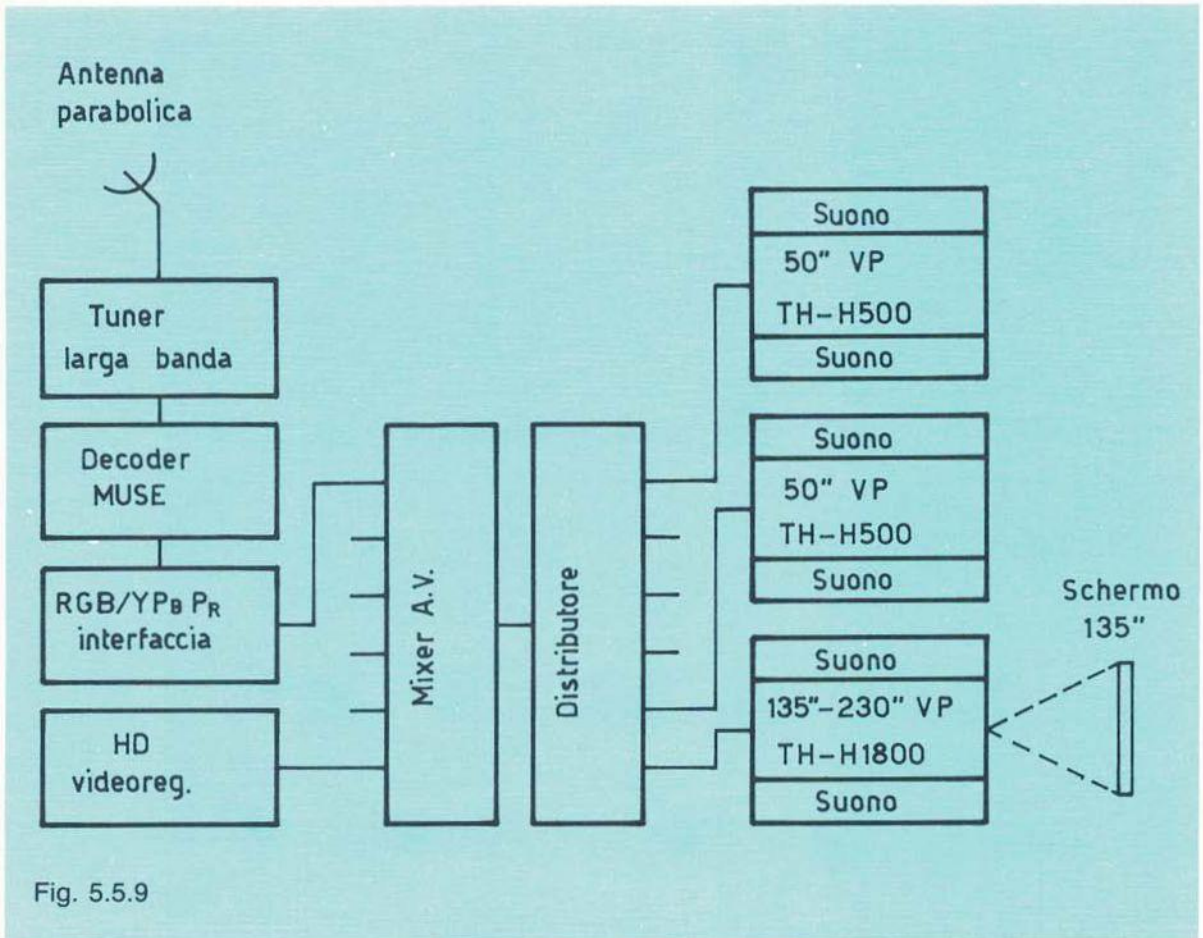
CARATTERISTICHE TH-H1800

TIPO DI PROIETTORE	Anteriore, posteriore	
AMPIEZZA SCHERMO	135" -230" Diagonale	
LENTI DI PROIEZIONE	F 1,45	
TUBO DI PROIEZIONE	12" Raffreddamento a liquido, tubi di proiezione (R, G, B) a focalizzazione elettromagnetica	
INTERLACCIAMENTO	2:1	
RAPPORTO DIMENSIONALE	16:9	
LUMINOSITÀ D'USCITA	500 Lumen	
SEGNALE DI PROVA	Graticcio	
SEGNALE D'INGRESSO	VIDEO	Y: 1,0 V <sub>pp</sub> (tri-level sinc.) P <sub>B</sub> , P <sub>R</sub> : 0,7 V <sub>pp</sub> R, G, B: 0,7, V <sub>pp</sub> (HD, VD sinc.)
	SINC	HD, VD: 2÷6V, polarità negativa
FREQUENZA DI DEFLESSIONE	Orizzontale: 33,75 KHz (1125 linee) 31,5 KHz (1050 linee) Verticale: 60 Hz	
CONNETTORI	BNC, 75 Ω (Y, P <sub>B</sub> , P <sub>R</sub> , R, G, B, HD, VD)	
RAPPORTO DI CONTRASTO	35:1 (1% finestra nera)	
RISOLUZIONE	Orizzontale: 1000 linee TV Verticale: 750 linee TV	
RGB VIDEO - LARGHEZZA DI BANDA	30 MHz	
CONVERGENZA	Analogico e digitale	
CONSUMO	600 W	
DIMENSIONI	425(A)×1144(L)×897(P) mm (Proiezione frontale a soffitto) 545(A)×1144 (L)×896 (P) mm (Proiezione frontale a pavimento) 529(A)×1144(L)×888(P) mm (Proiezione posteriore)	
PESO	160 kg	

Fig. 5.5.8

## 5.5 CINESCOPI A PROIEZIONE

Trattandosi di ricezione di segnali HD-TV da satellite e pensando allo standard di trasmissione MUSE, l'alimentazione dei proiettori viene attuata come riportato schematicamente in fig. 5.5.9.



## 6.1 Generalità

Riprendiamo in questo capitolo l'argomento R.V.M., già trattato ampiamente nel I volume, alla luce del segnale video composito codificato PAL. Tale sistema comporta alcuni problemi, soprattutto in sede di montaggio, che è utile chiarire. Verranno inoltre illustrati alcuni sistemi di registrazione a cassetta, nonché la correzione degli errori della base dei tempi.

Pertanto le problematiche legate ai servo-sistemi non verranno riprese in questa sede, demandando l'argomento alla trattazione svolta nel I volume, capitolo 13.

I formati considerati in questo capitolo sono:

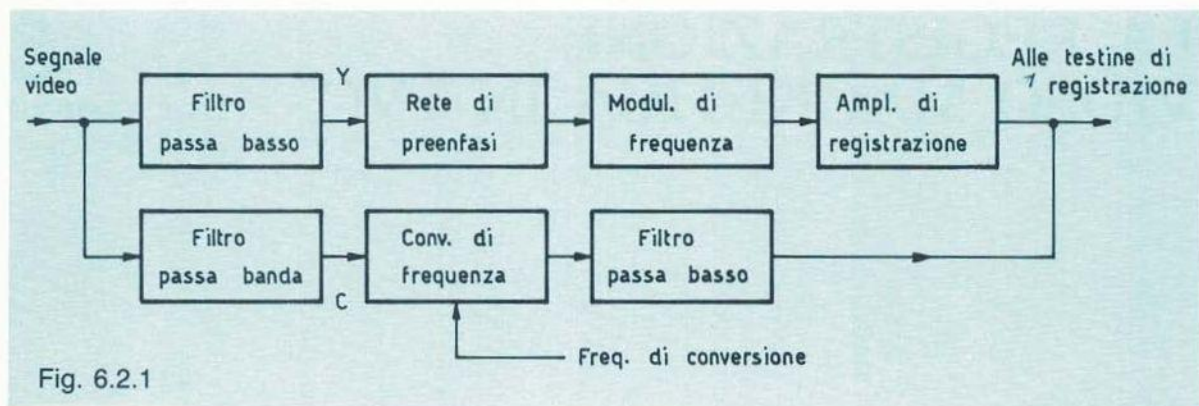
- a) formato U-matic convenzionale, adottato anche in apparati amatoriali
- b) formato U-matic H (alta banda), detto anche BVU, impiegato per registrazioni elettroniche di attualità (ENG)
- c) formato Betacam o di trattamento del segnale video a colori in componenti.

## 6.2 Registratori videomagnetici a cassetta - Sistema U-matic

L'impiego diffuso in campo professionale di videoregistratori elicoidali da 1" consente registrazioni di ottima qualità che soddisfano ampiamente le esigenze qualitative, anche da un punto di vista del montaggio elettronico, con apparati però di notevole complessità, ingombro e costo.

È evidente che una ragguardevole fascia di utenza intende rivolgersi ad un prodotto meno sofisticato, con prestazioni ovviamente inferiori ma pur sempre accettabili, in contropartita di minor costo ed ingombro e con consumi contenuti. Nel campo professionale, inoltre, esiste l'esigenza della registrazione video di avvenimenti di attualità che richiedono estrema mobilità di ripresa e di registrazione.

Questo comporta l'adozione di apparati (e tra questi il VTR) con prestazioni non molto inferiori agli elicoidali professionali, ma con peso, ingombro, consumo e duttilità operativa decisamente diversi. Allo scopo, per il giornalismo elettronico (ENG) è stata adottata una generazione di VTR le cui prestazioni sono comprese tra quelle professionali e quelle richieste dal grosso pubblico; essi sono inoltre dotati di circuiti per il montaggio elettronico, mediante adozione del codice di tempo (vedremo parlando del montaggio l'utilità di questo codice), ed utilizzano un nastro in videocassetta. Sia nei VTR per ENG, che in quelli per il pubblico in genere, il segnale composito viene trattato a componenti di luminanza (Y) e crominanza (C) separate.



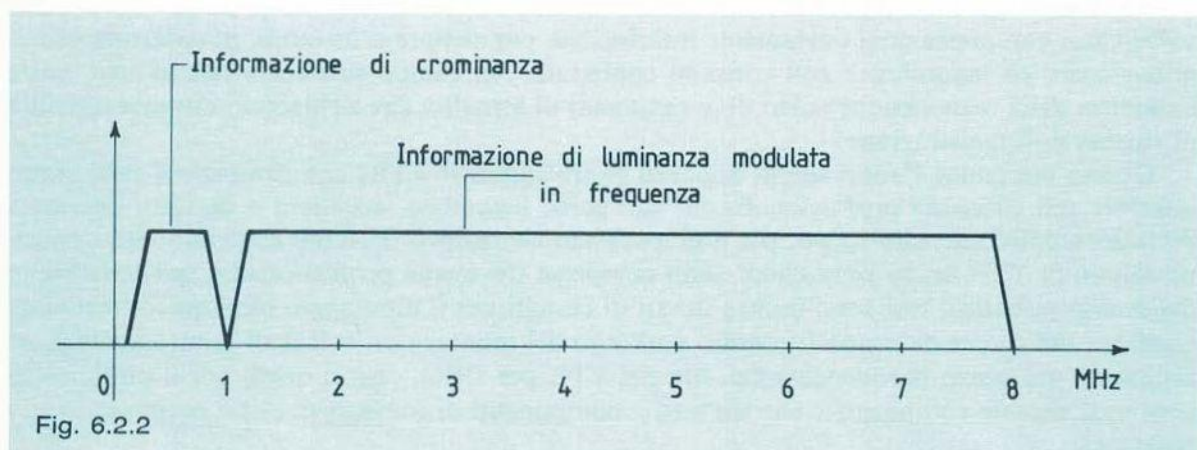
In fase di registrazione, il processo subito dal segnale video è riportato in fig. 6.2.1. Esso prevede appunto, come prima operazione, la separazione tramite filtri delle due componenti  $Y$  e  $C$ , limitate in banda, rispettivamente, a  $3\text{ MHz}$  e  $0,5\text{ MHz}$ .

La componente di luminanza così limitata, dopo il processo di pre-enfasi, modula in frequenza una portante che, a seconda della casa costruttrice, varia tra  $4 \div 5\text{ MHz}$  riducendo così il numero di ottave occupate, agevolando l'equalizzazione in fase di riproduzione. Il tipo di modulazione adottato, come nel caso dei VTR professionali, minimizza gli effetti di fluttuazione di livello dovuti all'instabilità di contatto nastro-testina-nastro, in quanto, a processo modulante effettuato, l'ampiezza a radiofrequenza non contiene informazione utile; in riproduzione poi, viene effettuata una energica azione limitatrice.

La crominanza viene trasposta, con processo di eterodinaggio, nella parte bassa dello spettro lasciata libera dal processo di modulazione precedente, che porta la luminanza ad occupare una banda compresa tra  $1 \div 8\text{ MHz}$ .

Da tale processo si ottiene un segnale di crominanza avente una banda compresa tra  $100\text{ KHz}$  e  $1\text{ MHz}$ , centrata sulla frequenza di  $600\text{ KHz}$ , come riportato in fig. 6.2.2.

Il segnale, risultante dalla somma delle due informazioni così trasposte, alimenta le testine rotanti; l'interferenza tra i due segnali è ridotta al minimo dall'impiego di filtri. L'informazione di luminanza  $Y$  (trasposta a R.F.) agisce anche come informazione di premagnetizzazione per il croma inserito nella parte bassa dello spettro, senza subire processi di trasposizione mediante modulazione.



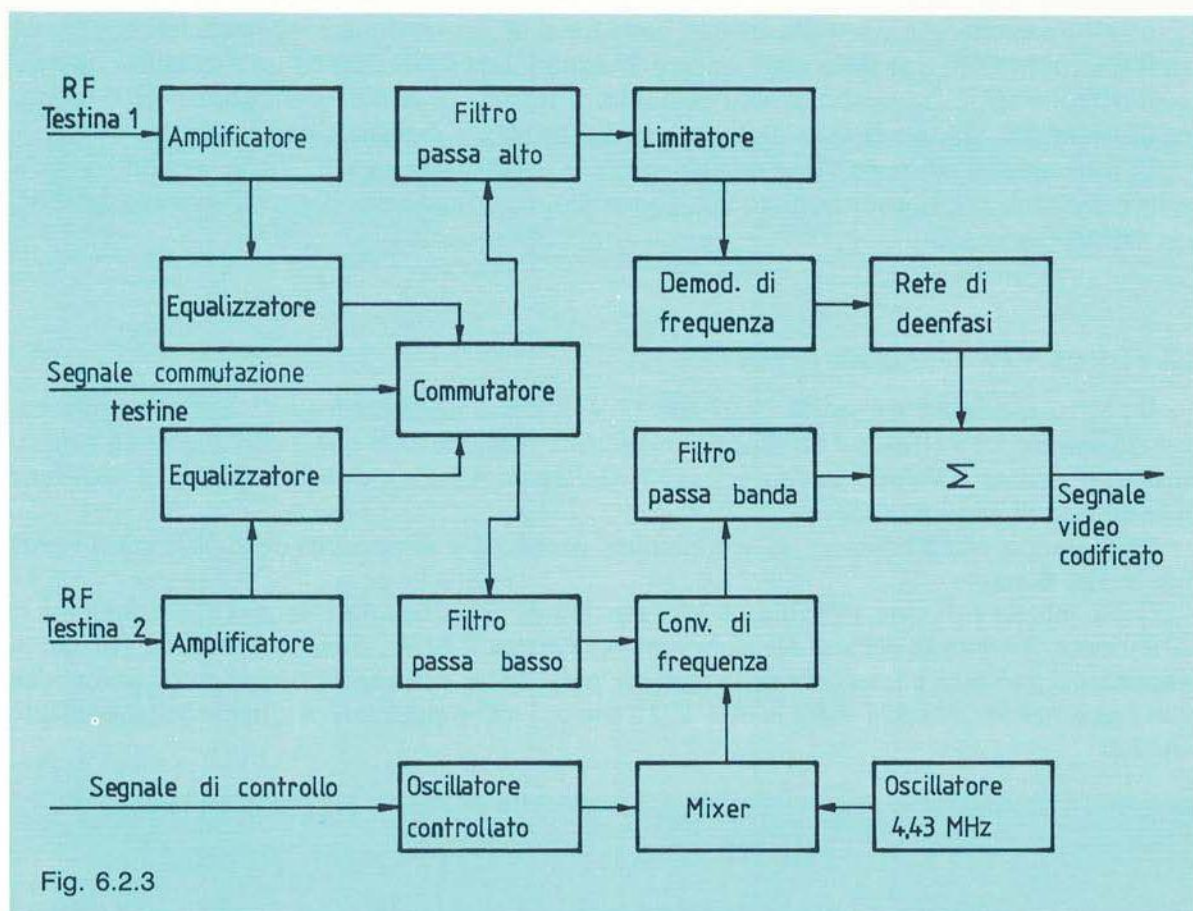


Fig. 6.2.3

Il sistema di riproduzione propone le operazioni inverse a quelle di registrazione.

La velocità di scorrimento nastro-testina è soggetta a variazioni introdotte, come già segnalato, dall'imprecisione del trascinamento del nastro, che si traducono nella componente *Y* in jitter, per altro accettato negli apparecchi domestici.

Nell'utilizzazione in campo professionale è invece indispensabile l'impiego del TBC come elemento correttore.

Il trattamento subito dal segnale riprodotto in un videoregistratore a cassetta è riportato in fig. 6.2.3. Si rileva come le componenti *Y* e *C* miscelate ed uscenti dalle testine video vengano appunto nuovamente separate: questo spiega come la qualità del segnale subisca limitazioni qualitative che possono essere contenute riducendo al minimo il numero di riversamenti.

Quando la distanza tra i videoregistratori è modesta (dell'ordine dei 2 metri) è possibile effettuare il riversamento con il metodo DUB, impiegando l'apposito collegamento fisico che è l'elemento limitatore della distanza operativa.

Con tale metodo si evita la discriminazione e la successiva ricomposizione delle componenti *Y* e *C*, con possibilità di eseguire un maggior numero di riversamenti.

Comunque relativamente alla componente di crominanza, essendo indispensabile assicurare instabilità non superiore ai  $\pm 2ns$  (corrispondenti a  $\pm 3^\circ$  della fase) risulta necessario, in fase di riproduzione, riconvertirla alla frequenza di sottoportante, mediante un oscillatore che subisce le stesse vicende temporali del segnale video.



L'informazione che controlla questo oscillatore di conversione è ottenuta dal confronto tra il sincronismo di riga della componente *Y* demodulata (instabile) ed un oscillatore quarzato di riferimento, a frequenza di sottoportante. Il segnale di croma così trattato viene nuovamente sommato alla luminanza demodulata, ripristinando il segnale codificato.

In tutto questo processo viene necessariamente perso l'offset PAL, il che, se non comporta inconvenienti per riproduzioni ad uso domestico, costringe come detto all'impiego del TBC per usi professionali.

### 6.3 Sistema VTR U-matic-H (BVU)

Il nastro previsto è ancora di  $19,03 \text{ mm}$  ( $3/4''$ ), come nel precedente U-matic, avvolto automaticamente ad «alfa» sul tamburo porta testine ruotante a  $25 \text{ giri/s}$  con angolo di contatto di  $180^\circ$ , come evidenzia la fig. 6.3.1a. Nella figura 6.3.1b è riportata anche la posizione della testina di cancellazione.

Ogni traccia video contiene un semiquadro; posizione e dimensioni delle piste sono riportate in fig. 6.3.2.

Nella tabella 6.1, con riferimento alla fig. 6.3.2, sono riportate le specifiche inerenti le varie tracce. La banda del segnale di luminanza occupa  $7 \text{ MHz}$ , ossia  $2 \div 9 \text{ MHz}$ , per cui la cromaticanza può essere trasposta nella restante parte bassa dello spettro mediante conversione alla frequenza di  $923.828 \text{ KHz} \pm 800 \text{ KHz}$  entro  $3 \text{ dB}$  e superiore a quella del precedente sistema.

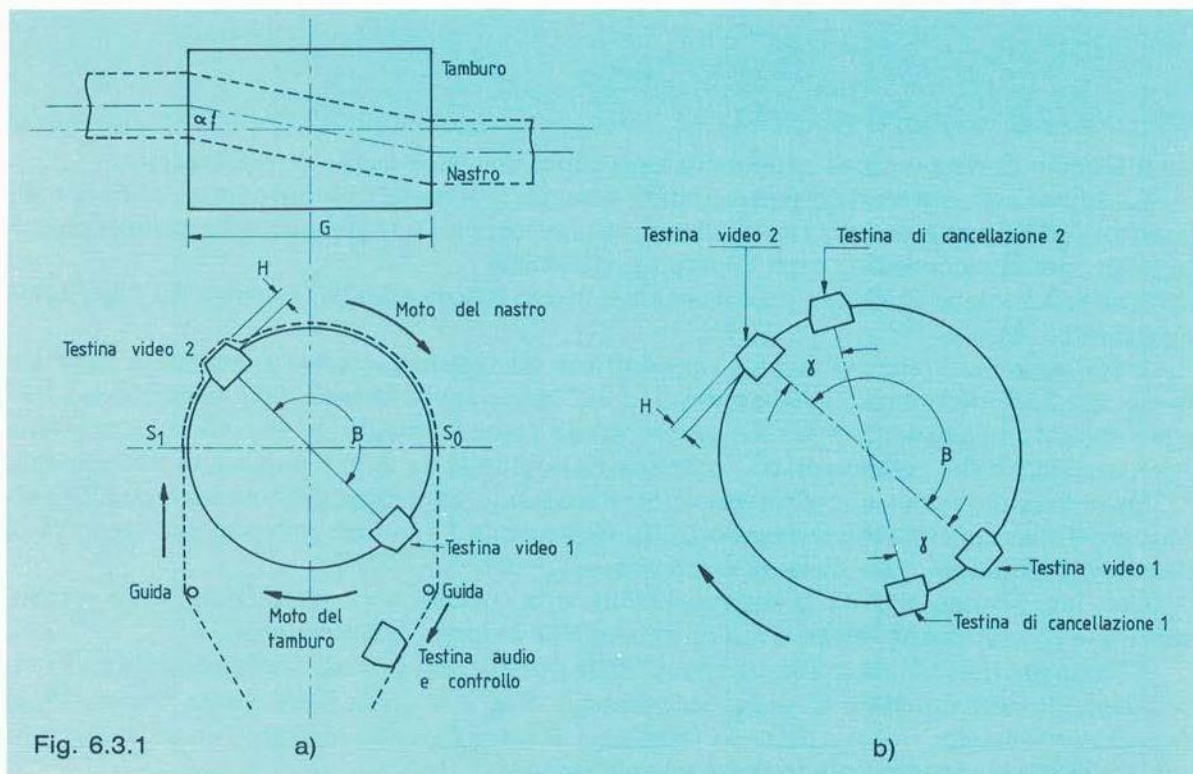


Fig. 6.3.1

a)

b)

Il sistema di registrazione prevede cassette da 20 minuti e, per la separazione e la traslazione delle informazioni, adotta le tecniche esaminate nel sistema U-matic, i cui limiti possono così essere sintetizzati:

- a) Ogni riversamento richiede la separazione in componenti  $Y/C$  con degrado inaccettabile ad iniziare dal terzo processo anche se, come visto, ciò può essere attenuato mediante lavorazione in DUB, con le limitazioni implicanti.
- b) Il tipo di multiplexer non permette l'utilizzazione razionale della banda disponibile del canale registrazione.
- c) Le componenti di luminanza e cromaticanza registrate sulla stessa pista interagiscono tra loro in modo indesiderato.

La velocità del nastro è di  $95,3 \text{ mm/s}$  mentre quella del tamburo, essendo asservita alla frequenza verticale del segnale video, ha un valore nominale di  $25 \text{ giri/s}$ .

Come verificabile in fig. 6.3.1a, le testine audio e di controllo sono fissate a valle del tamburo; la distanza  $X$ , misurata sul nastro registrato, tra la fine della traccia descritta dalla testina video ( $S_0$ ) e la posizione delle testine audio e di controllo (fig. 6.3.2) deve essere di  $74 \pm 0,2 \text{ mm}$ .

La testina del codice è posta prima del tamburo e la distanza  $Y$ , misurata in modo analogo, tra  $S_1$  e la posizione della testina stessa è di:

$$45,5 \pm 2 \text{ mm per i BVU o U-matic-H}$$

$$93 \pm 2,5 \text{ mm per i registratori fissi (da banco)}$$

Nel sistema U-matic il punto di commutazione tra le due testine video deve cadere tra 5 e 8 righe video prima del primo fronte del sincronismo verticale, come riportato in fig. 6.3.3a; nel sistema U-matic-H (o BVU) la commutazione avviene tra 0,5 e 3 righe (fig. 6.3.3b).

Le caratteristiche del tamburo sono raggruppate nella tabella 6.2, mentre le frequenze istantanee, corrispondenti ai livelli video, sono riassunte nella tabella 6.3.

Nel formato BVU la banda (a  $-3 \text{ dB}$ ) registrata per la luminanza è la seguente:

- segnali video bianco/nero: da  $30 \text{ Hz}$  a  $4,2 \text{ MHz}$
- segnali video a colori PAL: da  $30 \text{ Hz}$  a  $3 \text{ MHz}$ , dovendo trasportare il croma nella parte bassa dello spettro.

Nel formato U-matic convenzionale la massima frequenza ancora presente sul segnale di luminanza registrato è  $4,2 \text{ MHz}$  per il bianco e nero e  $3,5 \text{ MHz}$  per il segnale video a colori.

Per il formato BVU la frequenza di eterodina deve essere pari a  $5.357,447 \pm 0,050 \text{ KHz}$ ; la sottoportante colore PAL risulta pertanto convertita sulla frequenza di  $923,828 \text{ KHz}$ .

Per il formato U-matic convenzionale la sottoportante colore PAL risulta convertita sulla frequenza di  $685,547 \pm 0,200 \text{ KHz}$ .

Nel solo caso di segnali a colori PAL registrati nel formato BVU, al segnale di sincronismo viene aggiunto un particolare burst di riferimento, asservito alla fase della sottoportante colore presente all'ingresso del registratore (fig. 6.3.4).

Le specifiche del burst di riferimento sono le seguenti:

- frequenza identica a quella della sottoportante colore PAL all'ingresso;
- fase  $180^\circ \pm 20^\circ$  rispetto all'asse  $E_U$  della cromaticanza all'ingresso;
- inizio del burst:  $0,5 \pm 0,1 \mu\text{s}$  dopo il primo fronte del sincronismo di riga;
- durata:  $3,7 \pm 0,1 \mu\text{s}$ ;
- ampiezza:  $0,665 \text{ V}$  per un segnale video di  $1 \text{ V}$ .

## POSIZIONE E DIMENSIONE DELLE TRACCE REGISTRATE

A	Larghezza pista audio	0,80 ± 0,05 mm
A1	Posizione pista audio 1	1,00 mm nomin.
B	Larghezza pista audio 2	0,80 ± 0,05 mm
B1	Posizione pista audio 2	2,50 mm nomin.
B2	Larghezza occupata dalle piste audio 1 e 2	2,30 ± 0,08 mm
C	Bordo inferiore della registrazione video	2,70 mm nomin.
C1	Bordo inferiore della registrazione video utile	3,05 mm nomin.
D	Bordo superiore della registrazione video	18,20 mm nomin.
E	Larghezza pista controllo	0,60 mm nomin.
E1	Posizione pista controllo	18,40 mm nomin.
F	Larghezza del nastro	19,00 ± 0,03 mm
G	Posizione della mezzeria della registrazione video	10,45 ± 0,05 mm
H	Guardia tra pista audio 1 e bordo del nastro	0,2 ± 0,1 mm
H1	Guardia tra piste audio 1 e 2	0,7 mm nomin.
J	Guardia tra pista audio 2 e tracce video	0,2 mm nomin.
K	Passo delle tracce video	0,165 mm nomin.
M	Larghezza tracce video	0,125 ± 0,007 mm
N	Posizione pista codice	3,4 ± 0,1 mm
S	Guardia tra tracce video	0,040 mm
T	Larghezza pista codice	0,50 ± 0,05 mm
V	Larghezza registrazione video	15,5 mm
W	Larghezza registrazione video utile	14,8 mm
X	Posizione longitudinale della testina audio e controllo	74,0 ± 0,2 mm
Y	Posizione longitudinale della testina del codice	45,5 ± 2,0 mm

Tabella 6.1

## SPECIFICHE DEL TAMBURO VIDEO

G	Diametro del tamburo	110,00 ± 0,01 mm
H	Sporgenza delle testine	0,050 mm nomin.
$\beta$	Angolo tra le 2 testine	180° ± 15"
$\alpha$	Angolo dell'elica individuata dal tamburo e dalle guide	4° 51' 49, 1" nomin

Tabella 6.2

Livello Video	Frequenza istantanea	
	Formato BVU	Formato U - matic
Cresta sincronismi	4,8 ± 0,05 MHz	3,8 ± 0,1 MHz
Blanking	5,3 ± 0,1 MHz	4,3 ± 0,1 MHz
Picco bianco	6,4 MHz (nom.)	5,4 MHz (nom.)

Tabella 6.3

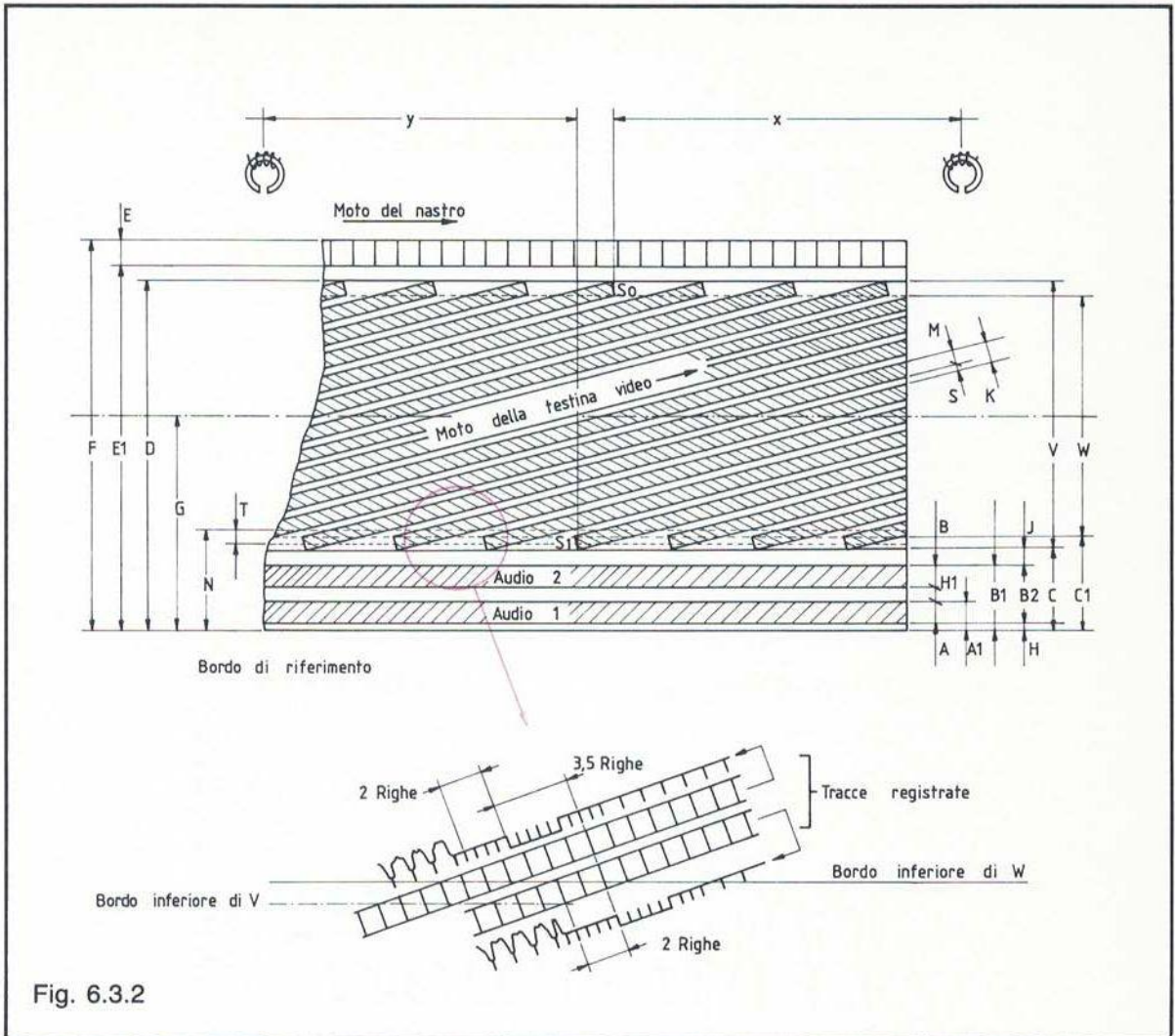


Fig. 6.3.2

L'utilità di tale informazione è di agevolare l'operazione di eterodina per riportare il croma nella sua posizione corretta, al termine del processo.

Infatti tale burst è a fase costante e quindi viene evitato il jitter del burst alternato che si ripercuoterebbe sulla rigenerazione; inoltre all'ingresso del VTR, tale burst ha la fase della sottoportante a durata ed ampiezza superiore, come appunto si può rilevare dalla fig. 6.3.4.

La fig. 6.3.5 riassume la disposizione della pista sul nastro nei vari formati.

La registrazione video magnetica U-matic-H è quella che, al momento attuale (1989), è maggiormente impiegata nella ripresa ENG; ovviamente, le caratteristiche del VTR di registrazione sono piuttosto dissimili da quelle del riproduttore, in quanto nel mezzo di registrazione peso, consumo energetico e dimensioni hanno, come più volte ricordato, importanza fondamentale. Tali VTR sono infatti impiegati in unione a mezzi di ripresa (telecamere) portatili, mentre la riproduzione, quasi sempre accompagnata da montaggio elettronico, è affidata a VTR installati in sedi fisse e pertanto le loro caratteristiche strutturali differiscono evidentemente in modo sensibile.

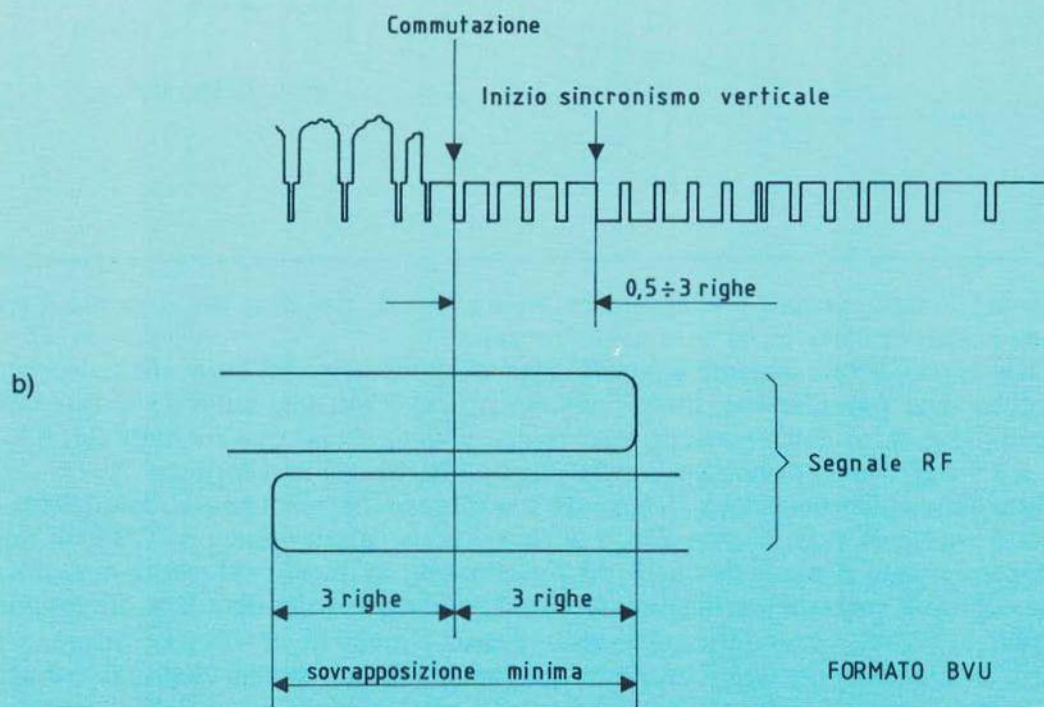
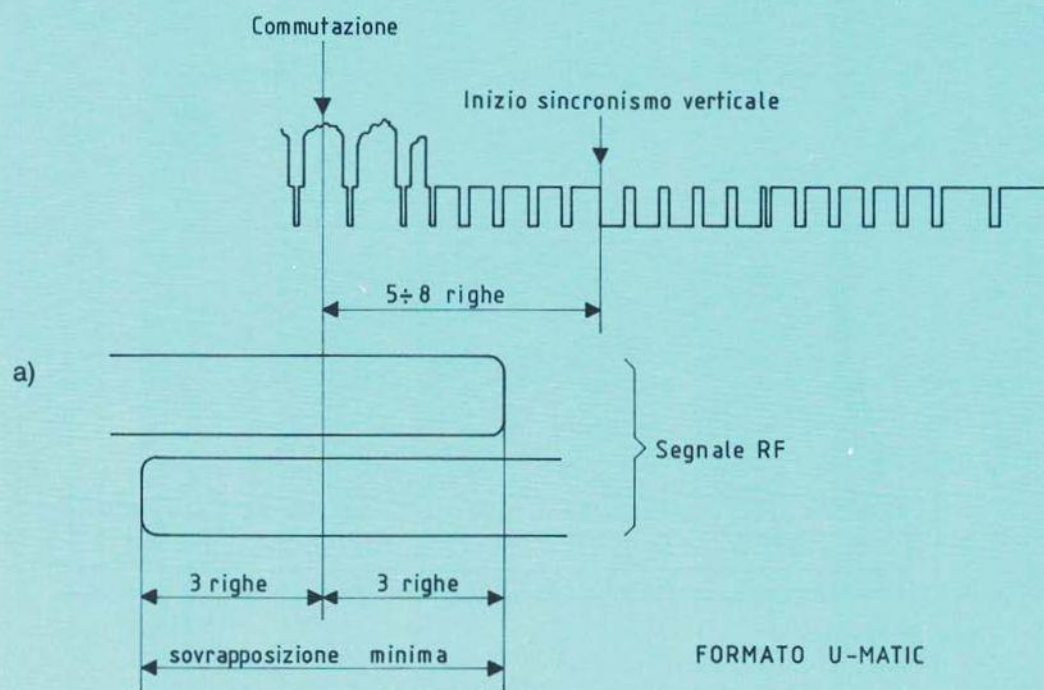


Fig. 6.3.3



6.3 SISTEMA VTR U-MATIC-H

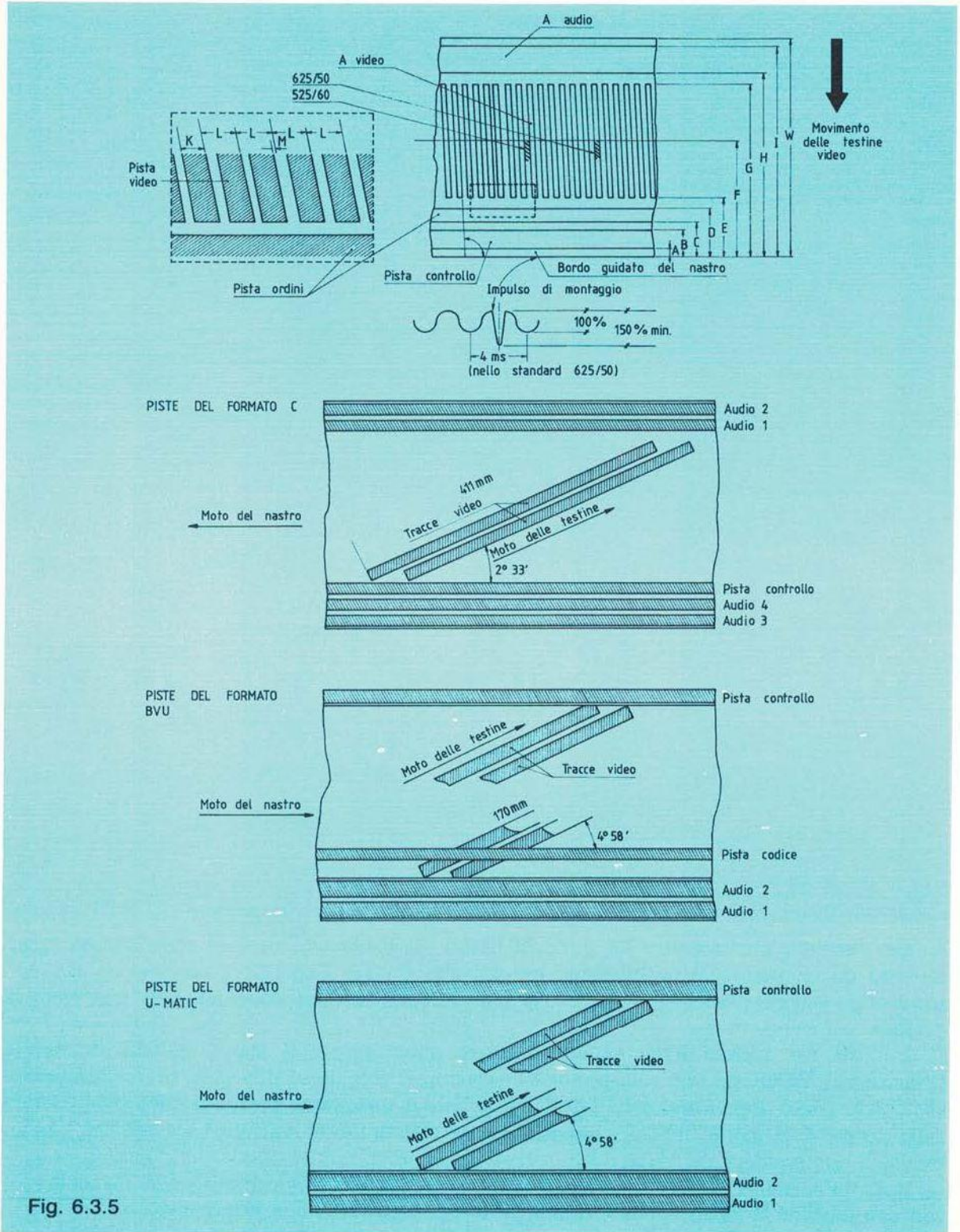


Fig. 6.3.5

Da un punto di vista qualitativo tale sistema è addirittura superiore ai precedenti, in quanto il VTR registra non più il segnale composito, ma le componenti prima della codifica, ossia  $Y$ ,  $B - Y$ ,  $R - Y$ , generate dalla telecamera. Questo comporta l'immediato vantaggio di consentire un numero maggiore di passaggi riproduzione-registrazione senza degrado sensibile in quanto, come più volte rimarcato, il sistema in codificato prevede ogni volta la separazione tra le due componenti  $Y$ ,  $C$ .

Inoltre la trasposizione di frequenza mediante multiplexer FDM non permette certo di utilizzare al meglio l'intera banda.

#### 6.4 Registrazione in componenti. Sistema Betacam

Soprattutto per l'ENG, l'alternativa all'U-matic è quindi costituita da una registrazione in componenti, di cui vari sistemi ne sono l'espressione reale. Il nastro impiegato è da 1/4" che, ovviamente, dovrà essere utilizzato al meglio rinunciando a registrare qualche informazione, oppure adottando tecniche avanzate che, a parità di piste, consentono una piena registrazione di tutte le informazioni. Poiché il complesso telecamera-videoregistratore è progettato per un impiego integrato che consenta duttilità operativa, il consumo energetico, il peso e l'ingombro risultano fattori estremamente vincolanti.

Sotto tale aspetto il nastro da 1/4" risulta conveniente ma, considerando che oltre al video sono necessarie almeno due piste audio, una per il codice temporale (montaggio elettronico) ed infine una per il «control track», lo spazio devoluto alla pista video risulta inadeguato ad assicurare la qualità richiesta.

Si è pertanto giunti a sistemi che adottano nastro da 1/2", il cui formato rappresenta un corretto compromesso tra le varie esigenze.

Il sistema in componenti non codificate risulta inoltre non condizionato dal sistema di codifica (PAL, Secam...) e, pur adottando un nastro di altezza contenuta, consente notevole qualità di registrazione.

Il sistema Betacam adotta videocassette normali (tipo Betamax) con velocità di avanzamento di 101,5 mm/s e velocità relativa nastro-testina di 5,75 m/s, che riduce a soli 20 minuti la durata della cassetta.

Le informazioni di luminanza e di cromaticità vengono registrate da due differenti testine su tracce adiacenti che contengono ognuna l'informazione relativa ( $Y$  e segnali d.d.c.) ad un intero semiquadro.

Le informazioni di cromaticità vengono multiplate sulla relativa traccia mediante un processo di compressione, in modo che una riga televisiva le contenga entrambe (fig. 6.4.1a).

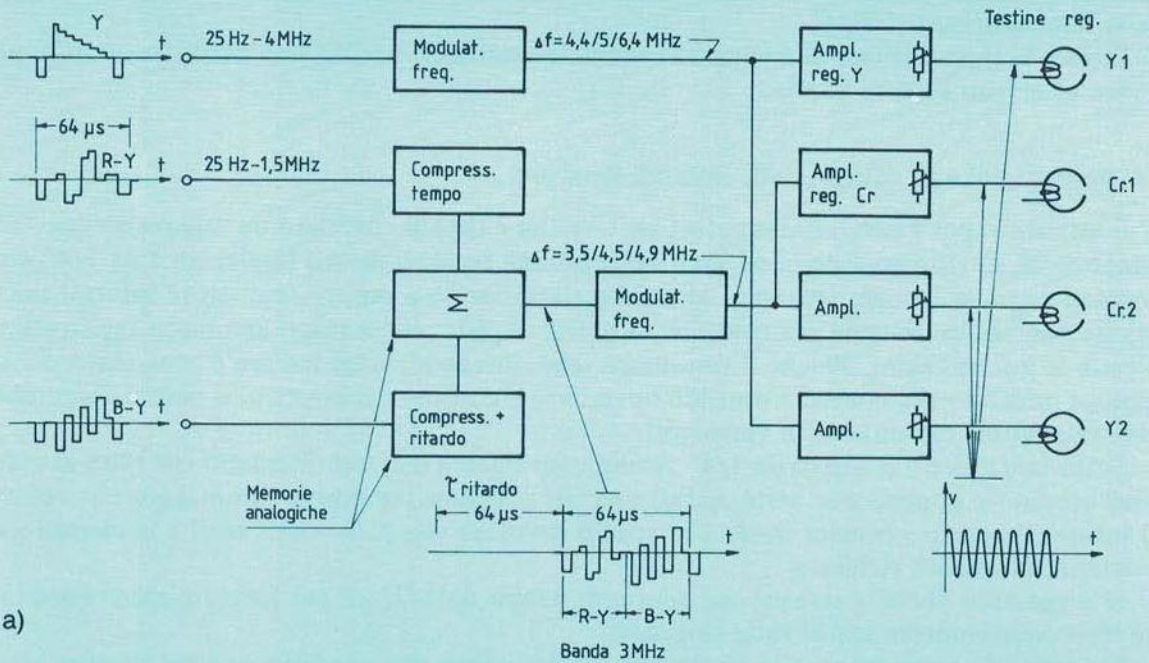
I segnali così ottenuti, insieme con la luminanza (fig. 6.4.1b), subiscono, prima di alimentare le relative testine, il processo di trasposizione mediante modulazione di frequenza.

Il tamburo (fig. 6.4.2) ruota con velocità di 50 giri/s e monta 2 coppie di testine a 180° per il video e, essendo ancora il formato elicoidale, anche 1 coppia di testine per la cancellazione.

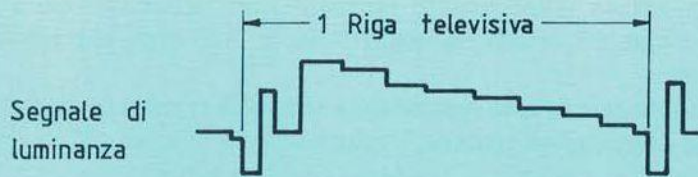
Il sistema consente una banda del segnale di luminanza di 4 MHz, e per la cromaticità di 1,5 MHz. Il maggior vantaggio del sistema in componenti lo si riscontra in sede di montaggio in quanto, non essendo legato al processo di codifica, si può ottenere la precisione di un quadro televisivo, venendo a decadere tutti i problemi legati alla periodicità di 8 semiquadri, tipica del sistema PAL. Inoltre, l'avvento di mixer video in componenti consente l'adozione di linee di lavorazione ad elevata qualità, a prescindere dal numero di riversamenti effettuati, anche se l'adozione di tali apparati non si presenta certamente semplice.



BETACAM 1/2 pollice cassette betamax  
 SCHEMA DI TRATTAMENTO VIDEO IN RECORD



a)



b)

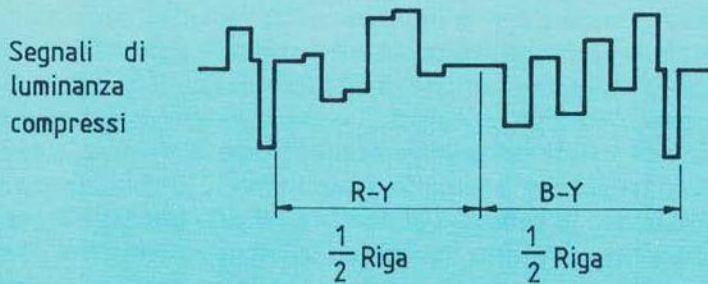


Fig. 6.4.1

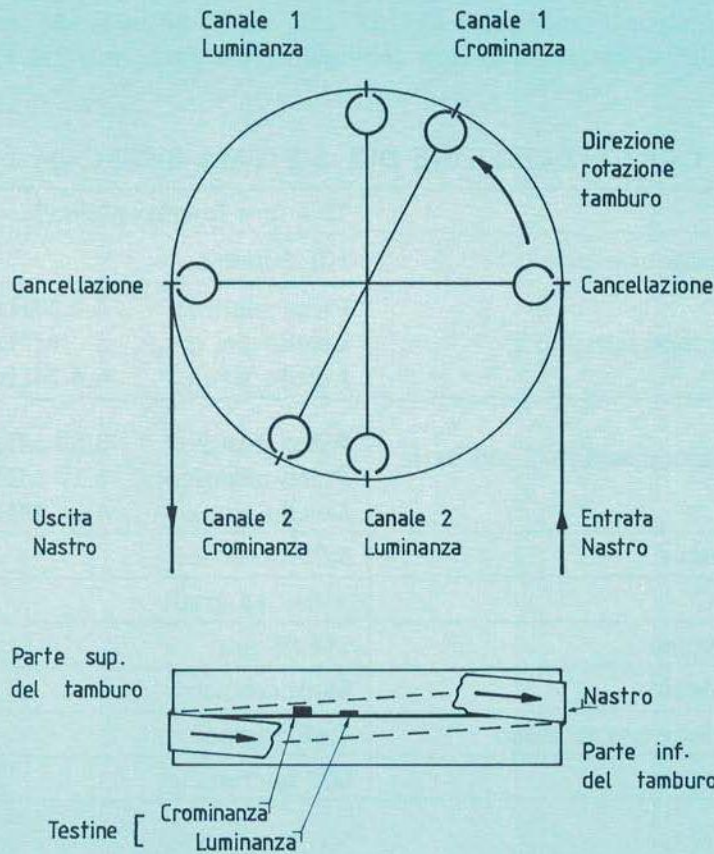


Fig. 6.4.2

Inoltre la maggior parte delle registrazioni ENG viene di fatto inserita come contributo in programmi registrati in PAL, per cui prima del montaggio si rende necessaria la conversione in componenti di quest'ultimo o, in alternativa, del contributo in PAL, con tutte le implicazioni del caso.

Pertanto a nostro avviso il sistema in componenti presenta in tal caso i suoi limiti precisi. Le caratteristiche principali del sistema sono riportate nella tabella 6.4.

La compressione dei segnali d.d.c. richiede una memorizzazione dell'immagine onde consentire la desiderata velocità di lettura che, nel caso specifico, risulta doppia di quella di scrittura.

Essendo il consumo un fattore importante in un apparato portatile come quello descritto, come elementi di compressione vengono utilizzati dei circuiti integrati C.C.D. (charge coupled device).

Oltre al sistema Betacam normale esiste anche il formato Betacam SP. I VTR che lavorano con il sistema SP accettano sia i normali nastri ad ossido di ferro sia nastri a particelle metalliche.

L'impiego di questo nastro, unitamente a nuovi tipi di testine, consente la registrazione di frequenze più elevate rispetto al normale standard Betacam.

La conseguenza è una banda di luminanza che si estende sino a 5,5 MHz e di componenti cromatiche di 2 MHz con compressori C.C.D. che, anche se in modo improprio, possono essere definiti elementi di memoria di tipo analogico (vedi paragrafo 1.6.1).

#### CARATTERISTICHE DEL SISTEMA BETACAM

Altezza nastro	12,7 mm (mezzo pollice)
Velocità di avanzamento nastro	101,5 mm/s
Frequenze statiche modulazione Y	Picco bianco: 6,4 MHz Livello del nero: 5 MHz Livello sinc.: 4,4 MHz
Frequenze statiche modulazione C con barre 100/0/100/0	Picco positivo: 3,83 MHz Picco negativo: 5,17 MHz Livello sinc.: 5,7 MHz
Velocità nastro-testina	5,75 m/s
Azimut testine Y/C	+/- 15 gradi
Lunghezza tracce video	114,98 mm
Larghezza tracce video	86 micrometri
Angolo di inclinazione tracce video	4,6811 gradi
Larghezza tracce audio	600 micrometri

Tabella 6.4

#### 6.5 Il correttore della base dei tempi

Più volte abbiamo puntualizzato come il segnale video in uscita da un registratore professionale debba possedere rigorosamente le caratteristiche temporali previste dallo standard di trasmissione. Avendo accennato in precedenza anche alle motivazioni che causano errori in tal senso, possiamo ora esaminare come sia possibile rendere standard, mediante correzione automatica, la base dei tempi di un segnale non in norma. Un qualsiasi intervento sull'informazione video, non limitato temporalmente ad un intervallo compreso in una sola riga, richiede la memorizzazione del segnale video per almeno alcune righe televisive; se poi desideriamo elaborare l'intera immagine, la capacità di memoria si deve estendere per l'intero quadro, ossia alle 625 righe che lo compongono.

La memorizzazione dell'informazione video prevede la conversione del segnale analogico in numerico, con possibilità di adottare memorie di quest'ultimo tipo. Per comodità del lettore, ricordiamo come un segnale elettrico sia definito analogico quando è costituito da un infinito numero di livelli, mentre è definibile digitale o numerico quando è costituito da una quantità finita di livelli.

Chiaramente nel caso del segnale analogico, per ottenere in ricezione l'informazione completa, è indispensabile «ricevere con continuità» il segnale leggendone la forma d'onda nei

suoi dettagli, anche i più minuti, mentre nel numerico l'informazione verrà letta ad intervalli di tempo, durante i quali sarà precisata l'ampiezza dell'informazione stessa.

Ora, senza voler affrontare l'argomento in profondità, ricordiamo che se un segnale continuo limitato in banda viene campionato con velocità almeno doppia della massima frequenza contenuta nel suo spettro, i campioni così ottenuti esprimono interamente l'informazione analogica campionata. In tali termini, è possibile riottenere il segnale analogico in modo perfetto pur possedendo un numero finito di campioni, purché ottenuti tenendo presente che la loro frequenza deve essere almeno doppia della massima frequenza contenuta nell'informazione analogica.

Il primo passo della conversione A/D è quindi il campionamento dove, per intervalli discreti, il segnale analogico fornisce grandezze ancora legate all'ampiezza e pertanto suscettibili al rumore e alle distorsioni introdotte dai circuiti che seguono; in tali condizioni il campionamento non offre quindi vantaggi. La seconda operazione da compiere è quella di quantizzazione, tramite la quale, oltre agli istanti di «campionamento», diventa «finito» anche il numero dei livelli possibili. A questo punto il segnale campionato e quantizzato è definibile come «digitale o numerico» e pertanto ad ampiezza costante.

Nella realtà il segnale numerico viene successivamente codificato in modo che le ampiezze dei singoli campioni quantizzati vengano rappresentate da numeri costituiti da sequenze di impulsi che, nella maggior parte dei casi, assumono solo i due valori 0 e 1.

Nel processo di quantizzazione l'escursione massima di ampiezza viene suddivisa in un numero finito di livelli, per cui esso consiste nell'approssimare per eccesso o per difetto l'ampiezza dei campioni stessi ai livelli predeterminati. Maggiore è il numero dei livelli di quantizzazione, maggiore sarà il numero di bits necessari per la codifica di ogni campione e, pertanto, risulterà maggiore la banda interessata.

Il segnale ricostruito con conversione opposta sarà affetto da un errore tanto minore quanto maggiore risulterà il numero di bits di campionamento. Trattandosi di un segnale video, il campionamento viene attuato ad una frequenza di circa tre volte la frequenza di sottoportante cromatica, ossia  $13,3 \text{ MHz}$ , con precisione di quantizzazione di  $8 \text{ bit}$ . Pertanto, nel caso specifico, il «bit-rate» risulta di  $13,3 \cdot 8 \cong 106 \text{ Mbit/s}$ .

Ottenuta la conversione A/D, si tratta di immagazzinare l'informazione in memoria, la cui capacità deve essere sufficiente a volanizzare gli errori temporali tra il segnale di ingresso ed il clock di lettura dettato dal nero colore di riferimento, fornito dal P.G. di stazione.

Si tratta quindi di «immagazzinare» in memoria l'informazione video così come viene temporalmente fornita dalla sorgente generatrice (nel caso specifico videoregistratore) e di estrarla nell'istante desiderato, con la cadenza corretta fornita dal P.G. di stazione.

Normalmente la capacità di memoria di un TBC è dell'ordine di 30 righe televisive e, per evitare che il segnale di uscita del dispositivo risulti ritardato rispetto al P.G. di riferimento con conseguente impossibilità di essere trattato come un qualsiasi segnale locale, il videoregistratore viene sincronizzato con un segnale anticipato, rispetto al nero colore di stazione, di un tempo pari a quello di ritardo, introdotto dal TBC; quest'ultimo evidentemente lavora al centro dell'escursione, che come minimo risulta essere di  $15 \div 16 \text{ righe}$ . Questo particolare segnale sincronizzante è definito **Advance Sync**.

Dovendo immagazzinare l'informazione video pertinente a più righe, il TBC è pertanto corredato da memorie; per questo argomento demandiamo al testo «Tecnica digitale nella ricezione video», dello stesso autore.

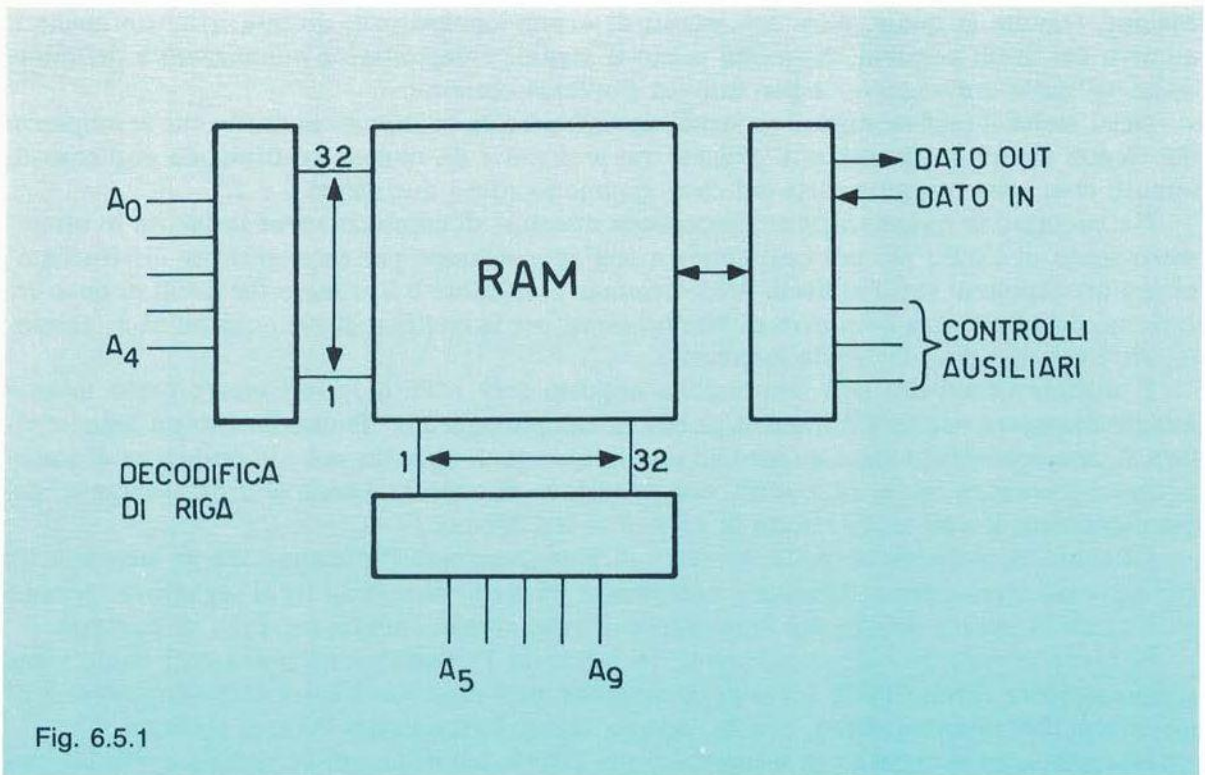
In questa sede ci limitiamo a ricordare solamente i principali tipi di memoria, legati al fun-

zionamento del TBC stesso.

Le memorie RAM sono in questo apparato la parte fondamentale, poiché consentono l'inserimento in memoria dell'informazione secondo la temporizzazione dettata dal segnale stesso e quindi contenente l'errore temporale, mentre il prelievo o «lettura» viene fatto con la temporizzazione dettata dal segnale di riferimento che funge da campione.

Infatti queste memorie a lettura/scrittura sono definite ad accesso casuale, ed in esse è possibile effettuare operazioni di inserimento o di estrazione dell'informazione in qualsiasi cella di memoria prescindendo dalla sua ubicazione nel sistema. Nelle RAM statiche i valori scritti in memoria perdurano, senza bisogno di interventi esterni successivi alla scrittura, finché permangono le tensioni di alimentazione.

Nella cella selezionata si scrive o si legge la cifra binaria tramite i relativi ingressi; la fig. 6.5.1 propone una memoria da  $1024 \text{ bit}$ , organizzata in matrice  $32 \cdot 32$  celle.



Le RAM a maggiore velocità ( $80 \div 100 \text{ ns}$ ), ossia con bassi tempi di accesso ed elevata capacità di informazione, sono dette RAM dinamiche, che comportano però una maggiore complessità circuitale in quanto l'informazione viene mantenuta mediante «rinfresco» periodico delle celle, tramite circuiteria esterna alla memoria.

Altro tipo di memoria in uso nei TBC è la ROM, che prevede la sola operazione di lettura, in quanto la scrittura è realizzata durante la fabbricazione del componente e pertanto il suo contenuto è immutabile.

La fig. 6.5.2 riporta una ROM a diodi, dove questi ultimi vengono impiegati per forzare uno stato logico 0 su una delle uscite che normalmente si trovano nello stato logico 1.

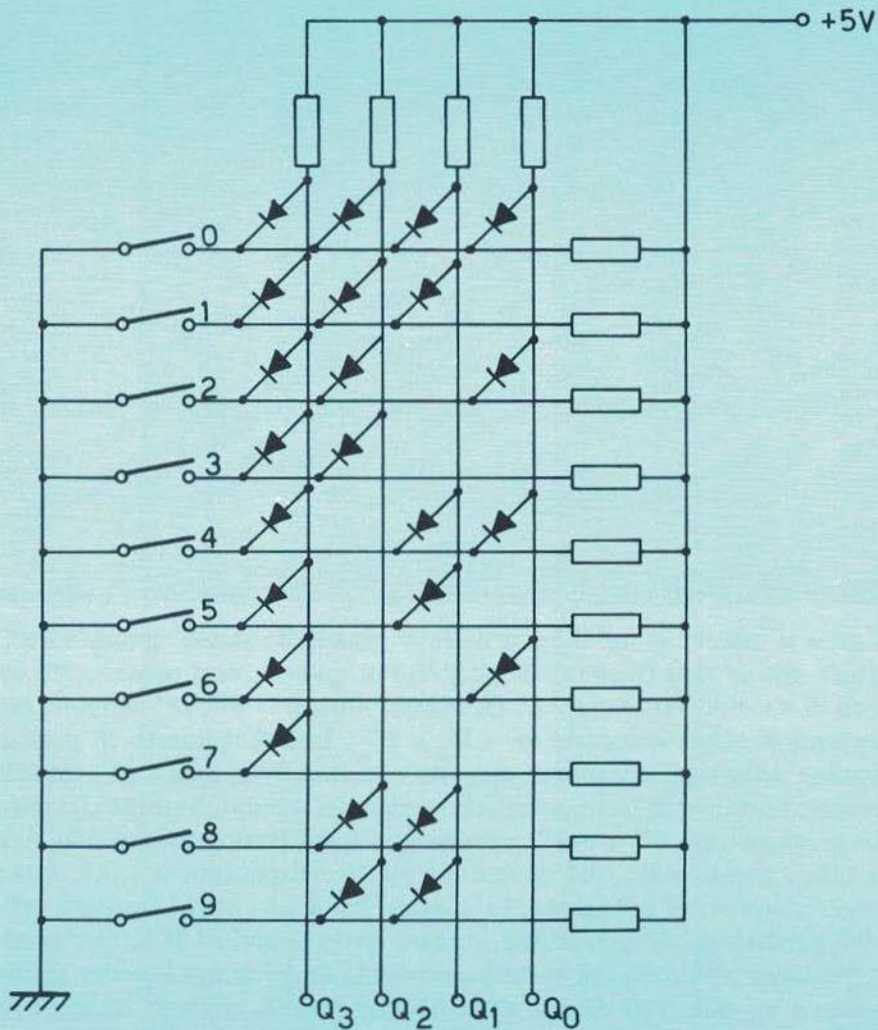
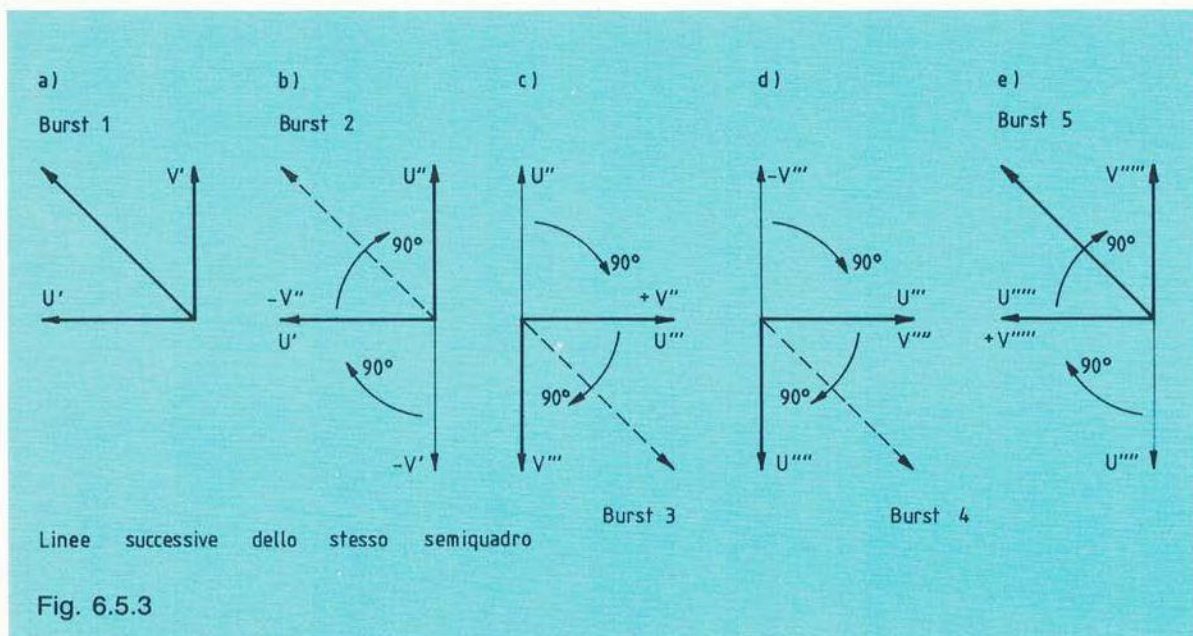


Fig. 6.5.2

Un tipico esempio del loro impiego nei correttori della base dei tempi è la ricostruzione del sincronismo verticale in quei videoregistratori che, per loro struttura, perdono l'informazione suddetta, come nel caso di VTR da 1 pollice funzionanti secondo lo standard C, che prevede una sola testina video.

Ricordiamo ancora come nei correttori di drop-out (vedi Vol. 1, par. 13.4) sia indispensabile impiegare memorie con tempo di una riga televisiva e, pertanto, vengono adottate delle memorie a shift-register in cui l'informazione viene letta con lo stesso ordine in cui è stata memorizzata. Come più volte ripetuto, nel sistema PAL la relazione di offset tra la frequenza della sottoportante e la frequenza di riga fa sì che la componente  $V_V$  del burst, rispetto ad  $H_0$  di ogni riga, ruoti di  $90^\circ$  in senso orario passando dal burst della riga  $n$  a quello della  $n + 1$ , così come la componente  $V_V$  soggetta altresì all'inversione PAL, come riportato in fig. 6.5.3, dalla quale si nota anche come, ogni 4 righe televisive, la fase risulti eguale.



Dalla figura si osserva come il burst della 2<sup>a</sup> riga dello stesso semiquadro (fig. 6.5.3b) abbia fase eguale alla 1<sup>a</sup> riga (fase relativa all' $H_0$ ) in quanto, non contenendo  $64 \mu s$  un numero intero di cicli di sottoportante ma  $283,75$ , le componenti  $-V'$ ,  $U'$  vengono traslate entrambe di fase, portandosi rispettivamente in  $-V''$  e  $U''$ . Infatti il quarto di periodo di  $F_{SP}$ , mancante al termine della riga, comporta, rispetto alla fase  $0$  tra essa e  $H_0$ , un inizio di sottoportante differente; pertanto le componenti che generano il burst, anziché ripartire all'inizio della 2<sup>a</sup> riga con la stessa fase  $U'$  e  $-V'$ , recuperano quell'errore dovuto alla riga precedente.

Questo fatto, peraltro già diffusamente trattato nel paragrafo 2.6.4, è molto importante nei montaggi elettronici di precisione, in quanto, nel PAL, errori fasoriali sulla sottoportante minori di  $90^\circ$  producono desaturazione, mentre errori superiori si propongono come variazioni di tinta. Pertanto all'uscita del correttore della base dei tempi l'errore ammesso deve essere contenuto entro un massimo di  $\pm 5 ns$ , corrispondenti a circa  $8^\circ$  di errore di fase. Poiché  $\cos 8^\circ \approx 0,99$ , la saturazione subisce una diminuzione trascurabile.

È chiaro come l'errore tollerato risulti assai contenuto e pertanto, poiché nella memoria del TBC vengono immagazzinati i soli dati relativi alla riga attiva escludendo il tempo della cancellazione, risulta importante stabilire con estrema precisione l'istante di inizio della scrittura in memoria. Tenendo conto che, per comodità funzionale, la scrittura dei campioni in memoria avviene eliminando la relazione di offset, iniziando l'immagazzinamento di ogni riga con fase di sottoportante costante, l'operazione di lettura dovrà avvenire in modo altrettanto preciso, ripristinando l'offset e quindi l'invio dei campioni verso l'uscita, spostati di fase ogni riga rispetto all' $H_0$ . Ciò significa che, se il segnale entrante nel TBC non è in relazione corretta di offset PAL, poiché l'istante zero di scrittura rispetto ad  $H_0$  viene spostato all'inizio di ogni riga onde ottenere in memoria fase costante della sottoportante per tutti gli 8 semiquadri, all'uscita l'operazione di lettura, partendo proprio da questa fase costante, dà luogo all'offset richiesto spostando il clock di lettura come detto.

Ricordiamo ancora come nel TBC affiancato a VTR tipo BVU e U-matic, dove a causa della trasposizione si perde il legame tra la frequenza di riga e quella di sottoportante, si

provveda a ripristinare tale legame, in quanto ha senso parlare di relazione fasoriale  $H/Sp$ , a condizione che le due frequenze siano rigidamente legate tra loro.

Un ultimo importante compito del TBC è quello di riproporre un corretto interlacciamento tra due semiquadri, quando il VTR funziona in riproduzione con fermo immagine o immagine rallentata; in tal caso infatti la testina di riproduzione legge costantemente un solo semiquadro ed il nastro è fermo.

Pertanto o interviene il dispositivo dell'AST come accennato nel Vol. 1° cap. 13°, oppure il TBC propone il semiquadro mancante mediante operazioni di interpolazione tra le righe del semiquadro memorizzato.

Per quanto riguarda la correzione del drop-out, ritorniamo sull'argomento trattato nel 13° capitolo del 1° volume, alla luce delle esigenze imposte dal sistema PAL. Una prima soluzione può essere quella di adottare lo stesso correttore impiegato per il segnale di luminanza e già esaminato, purché lo si integri con un filtro che sopprima il croma dal segnale video preposto alla correzione e transitante nella linea di ritardo.

Quando è però richiesta una correzione più accurata con un segnale sostitutivo comprendente anche il croma, la soluzione solitamente adottata è quella di impiegare un correttore come riportato in fig. 6.5.4.

Da tale figura si nota come i segnali sostitutivi di luminanza e cromaticità trasposta siano due, tenendo conto che per il croma la linea di ritardo è di  $\sim 128 \mu s$ , in quanto nel PAL soltanto ogni due righe tale segnale è modulato con le stesse procedure.

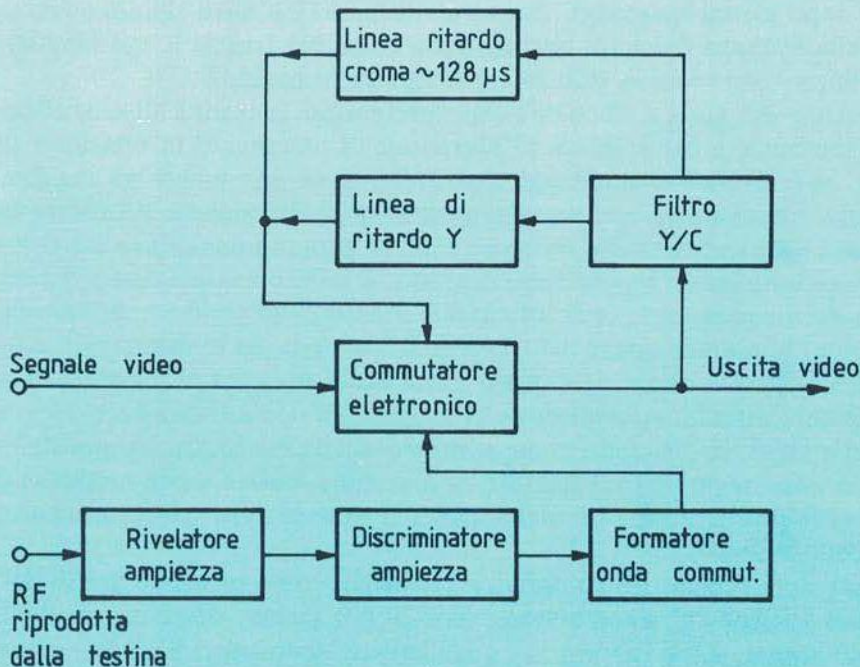


Fig. 6.5.4



## 6.6 Montaggio elettronico su nastro magnetico

Nella registrazione video magnetica, il montaggio definitivo di un programma televisivo prevede oggi l'impiego di apparati assai sofisticati gestiti da calcolatori ed interfacciabili con mixer, che consentono prodotti finali di ottima qualità tecnica senza rinunce a pregevoli soluzioni artistiche.

Poiché storicamente la RVM è nata con macchine a standard trasversale, evidentemente con tali tipi di tracce il montaggio veniva fatto tagliando fisicamente il supporto magnetico stesso nel punto desiderato, giuntandolo al pezzo successivo con nastro adesivo posto nella parte posteriore del supporto stesso.

Sulla pista longitudinale di controllo, oltre all'informazione esaminata nel cap. 13° Vol. 1 e relativa alla fase istantanea del tamburo rotante, veniva altresì registrato, come del resto avviene anche oggi nei sistemi più sofisticati di montaggio elettronico, un'impulso di identificazione del sincronismo verticale, definito **edit**. Pertanto, determinata la scelta artistica del fotogramma televisivo, si effettuava con la procedura sopra menzionata l'operazione di taglio e giunzione con il fotogramma seguente.

A tale proposito veniva impiegata la cosiddetta «taglierina elettronica» la quale, provvista di una testina rotante abbinata ad un tubo oscillografico, consentiva, anche a nastro fermo, di visualizzare sulla pista controllo l'impulso edit ed effettuare quindi l'intera operazione di montaggio.

Tale sistema presentava pregi e difetti, tra i quali ricordiamo la qualità dovuta al fatto che il prodotto finito era composto da tanti spezzoni di nastro originale, che non avevano subito riversamenti successivi, mentre, per contro, i nastri così giuntati logoravano in tempi brevi le testine ed inoltre la loro durata non poteva certo essere elevata, in quanto il numero di giunte meccaniche, dopo alcuni montaggi, diveniva rilevante. Un altro significativo inconveniente è in relazione alla distanza fisica tra testina audio (fissa per traccia longitudinale) e quelle video poste su tamburo, con relativo ritardo tra le due informazioni.

Con l'avvento dei sistemi elicoidali, che prevedono la testina di cancellazione anch'essa montata sul tamburo, e per esigenze di precisione di montaggio in relazione allo standard di registrazione, si è arrivati ai montaggi elettronici, dove una macchina registra ed una o più macchine forniscono i contributi senza più intervenire fisicamente sul nastro magnetico.

In tal caso i vari spezzoni che formano l'intero programma subiscono riversamenti e pertanto si assoggettano ad un seppur lieve degrado. È evidente come risulti determinante limitare il numero dei riversamenti, onde ottenere buone qualità tecniche del montaggio.

Tale sistema, impiegato anche nei trasversali con consolle di montaggio più ingombranti e meno sofisticate, data la tecnologia meno avanzata di quei tempi per altro assai recenti, consente, al momento attuale, la confezione di programmi con estrema accuratezza e interamente in modo automatico, impiegando come vedremo anche un codice temporale.

Nel tipo di montaggio detto Assemble, la macchina master, ossia quella su cui, al termine, risulta contenuto il programma montato, parte in riproduzione contemporaneamente a quella o quelle di contributo.

Nell'istante di passaggio tra fotogramma televisivo della master e quello del contributo, la commutazione avviene sul sincronismo verticale più vicino, ossia la macchina master viene commutata in registrazione per cui, da quell'istante, le informazioni video contenute sul nastro vengono cancellate e sostituite con quelle di contributo. L'operazione di passaggio da una situazione all'altra viene provata più volte mediante «simulazione», in modo da definirla con esattezza.

Nell'operazione di simulazione si fanno partire entrambe le macchine (principale ed asservita) in riproduzione e quando si sono trovati, su entrambi i nastri, i punti di commutazione desiderati, si immette un impulso di commutazione che viene registrato sulla pista apposita denominata **cue**; si fermano le macchine e, dopo essere tornati indietro con il nastro, si «simula» il montaggio osservando sul monitor la commutazione automatica, senza che la master registri nulla. La simulazione serve a vedere monitorialmente il passaggio tra i due nastri con commutazione tra master in riproduzione e, nell'istante dell'impulso registrato sul cue, il passaggio sull'ingresso macchina, ossia del segnale proveniente dal videoregistratore di contributo.

Se la prova finale risulta valida, si provvede alla vera operazione di montaggio ed in questo caso avviene veramente la commutazione della macchina master da riproduzione a registrazione. Nella commutazione, oltre all'audio ed al video, viene registrata la nuova informazione di control track che, essendo il servosistema ormai a regime, presenta la stessa fase dell'informazione precedente ormai cancellata. È chiaro come, per consentire ai servomeccanismi di portarsi a regime, su entrambi i nastri vi debba essere una «coda» registrata anche di solo nero colore, oppure di segnale video, di durata superiore a quello necessario per il montaggio.

Aggiustando più volte l'impulso registrato sulla pista cue, lavorando con le macchine in slow-motion e verificando in simulata l'operazione, si ottiene un montaggio elettronico che consente a più contributi forniti da macchine differenti di essere posti nella sequenza desiderata.

Ora, se il passaggio tra i due frame di differenti macchine deve avvenire non per stacco ma tramite effetto (per esempio per dissolvenza incrociata o tramite una «tendina»), il sistema di gestione macchine pilota in sincrono anche il mixer preposto all'operazione.

Nel tipo di montaggio **insert** l'informazione della pista di controllo non viene sostituita con quella legata al nuovo video, per cui è indispensabile la costante presenza di informazione continua sulla pista controllo e, a differenza dell'assemble dove viene curato il punto di commutazione iniziale tra le due informazioni, qui viene stabilito con esattezza anche quello di stop.

Ormai la gestione delle varie macchine, che contribuiscono ad un montaggio elettronico, avviene tramite centraline equipaggiate con calcolatore e le macchine possono essere più di tre; non solo, ma il loro interfacciamento con mixer video o apparati generatori di sofisticati effetti elettronici induce ad usare sistemi di riscontro temporale più veloci e precisi, come l'adozione del codice temporale registrato o sulla pista cue o su apposite piste longitudinali. Tale codice, riportato in tabella 6.5, deve ovviamente essere letto correttamente anche in condizione di riavvolgimento veloce, con variazione notevole di velocità tra questo e quello di registrazione.

Il codice, inoltre, viene visualizzato su monitor separato oppure in sovraimpressione sul video monitorio.

L'adozione nel montaggio di questo codice temporale consente indubbiamente una maggiore duttilità operativa non disgiunta da un tempo molto minore di ricerca dei frame interessati al montaggio stesso.

Un problema che si presenta nel montaggio di programmi televisivi è indubbiamente legato al sistema di codifica PAL che, ricordiamo, prevede il ciclo di ripetitività della relazione fasoriale  $H_0/F_{SP}$  in 8 semiquadri e comunque, come limite minimo, la cadenza a 4 trame di cancellazione del burst.

## 6.6 MONTAGGIO ELETTRONICO SU NASTRO MAGNETICO

PESO DELLE CIFRE BCD		NUMERO DEL BIT	
NUMERO DEL QUADRO : UNITA'	1	0	INIZIO PAROLA DI CODICE
	2	1	
	4	2	
	8	3	
		4	GRUPPO BINARIO N° 1
		5	
		6	
		7	
QUADRO : DECINE	1	8	
	2	9	
		10	BIT NON ASSEGNATI
		11	
		12	GRUPPO BINARIO N° 2
		13	
		14	
		15	
TEMPO SECONDI : UNITA'	1	16	
	2	17	
	4	18	
	8	19	
		20	GRUPPO BINARIO N° 3
		21	
		22	
		23	
SECONDI : DECINE	1	24	
	2	25	
	4	26	
			27
		28	
		29	GRUPPO BINARIO N° 4
		30	
		31	
		32	
MINUTI : UNITA'	1	32	
	2	33	
	4	34	
	8	35	
		36	GRUPPO BINARIO N° 5
		37	
		38	
		39	
MINUTI : DECINE	1	40	
	2	41	
	4	42	
			43
		44	
		45	GRUPPO BINARIO N° 6
		46	
		47	
		48	
ORE : UNITA'	1	48	
	2	49	
	4	50	
	8	51	
		52	GRUPPO BINARIO N° 7
		53	
		54	
		55	
ORE : DECINE		56	
		57	
		58	BIT NON ASSEGNATI
		59	
		60	GRUPPO BINARIO N° 8
		61	
		62	
		63	
		64	PAROLA DI SINCRONISMO
		65	
		66	
		67	
		68	
		69	
		70	
		71	
		72	
		73	
		74	
		75	
		76	
		77	
		78	
		79	

a	b	c	d	e	f	g	h
001	63	B	C	12:11:45:00	12:11:50:00	01:00:00:00	01:00:05:00
002	45	B	C	09:44:15:00	09:44:30:00	01:00:05:00	01:00:20:00

Tabella di editing: le istruzioni contenute in questa tabella di montaggio sono:

- a numero progressivo della operazione di editing;
- b indirizzo della bobina contenente la scena originale;
- c lettera indicante il tipo di giunta (B: entrambi i segnali audio e video sono sostituiti simultaneamente; V: è sostituito il solo segnale video; A: è sostituito il solo segnale audio);
- d lettera indicante il tipo di commutazione (C indica il taglio brusco, altre possibilità sono: dissolvenza incrociata, tendina, chroma key);
- e indica l'inizio della sequenza che deve essere riportata sul nuovo nastro, cioè il codice temporale (ora, minuti, secondi, quadri) con cui la scena è identificata nella bobina originale;
- f indica l'indirizzo dell'ultimo quadro che deve essere trasferito;
- g è l'indirizzo della sequenza sul nuovo nastro;
- h è l'indirizzo della fine della sequenza.

Tabella 6.5

Quest'ultima sequenza a  $12,5 \text{ Hz}$  viene rispettata registrando gli impulsi di edit con tale cadenza, la quale, in riproduzione, dà luogo ad una sincronizzazione dei servosistemi a  $12,5 \text{ Hz}$ .

In particolari casi, tale sequenza non è sufficiente ad assicurare la precisione desiderata, per cui si richiede alla macchina il rispetto della cadenza a 8 trame, ossia  $6,25 \text{ Hz}$ .

Supponiamo infatti di voler effettuare il montaggio di una animazione (impiego di grafica elettronica) dove, tra un frame ed il successivo, la diversità dell'immagine risulti minima, dovuta per esempio ad un solo piccolo particolare della scena; non rispettando la prevista cadenza a  $6,25 \text{ Hz}$ , durante le giunte del montaggio, ovviamente ottenute elettronicamente, si può incorrere in un fastidioso jetter che sposta orizzontalmente il fotogramma televisivo, in quanto il TBC adegua la riga stessa al tempo campione.

Poiché l'immagine si può ritenere uguale, l'occhio in tal caso avverte immediatamente lo spostamento.

Infatti, con riferimento alla fig. 6.5.3, supponiamo che il fotogramma del video 1, prescelto per il montaggio, risulti con fase relativa  $H_o/burst$  come in 6.5.3b, mentre il video 2 (proveniente da altro generatore di immagine e dal videoregistratore di contributo) risponda alla situazione di fig. 6.5.3c.

Alla prima riga della trama, quando cioè è appena in atto la commutazione tra i due segnali video, la differenza di fase di  $180^\circ$  della  $F_{SP}$  si ripercuote sull'immagine con  $112 \text{ ns}$  di spostamento del sincronismo orizzontale. A titolo di esempio abbiamo scelto una situazione estrema, che comunque verrebbe adeguata alla sequenza a 4 trame del sincronismo orizzontale.

In tal caso, se alla macchina viene richiesta la precisione degli 8 semiquadri onde evitare l'anomalia cui accennato, il montaggio viene fatto scartando automaticamente le trame che non presentano la condizione richiesta.

Evidentemente l'attuazione di un montaggio di tale tipo, definito di precisione, richiede che i generatori di impulsi non solo prevedano il legame di offset PAL (tutti i PG attuano tale condizione), ma che la prima riga del semiquadro 1 inizi con fase zero tra  $H_o$  e  $F_{SP}$ .

Se ciò non è contemplato, non solo è inutile la ricerca della precisione a 8 frame, ma addirittura si può presentare una situazione maggiormente dannosa.

Questo fatto si può verificare montando scene registrate in studio con contributi forniti da telecamere ENG non pilotate da PG, che prevedono la relazione  $H_o/F_{SP}$  a cui accennato.

## 7.1 Generalità

Gli studi di ripresa televisiva possono essere classificati, e quindi strutturati, in funzione dei programmi e delle produzioni a cui sono destinati.

Una prima marcata differenza caratterizza lo studio per produzione di «informazione» da quello che produce «spettacolo» anche se, per entrambi, la trasmissione avviene nella maggior parte dei casi in «diretta».

Nel caso dell'informazione, la produzione consiste in notiziari (in diretta), in rubriche (in differita) ed in dibattiti che possono avvenire sia in diretta che in differita, sia in sistema misto (diretta più contributi registrati). Le esigenze di tali studi sono pertanto rappresentate dalle fonti di informazioni che alimentano lo studio stesso come: collegamenti fissi o mobili con punti esterni al centro di produzione dove lo studio è locato; registratori videomagnetici e telecinema, fornitori di contributi pre-registrati; generatori di immagini fisse come libreria digitale, diapositive elettroniche.

Tutto questo in unione ai mezzi di ripresa dello studio stesso, che consentono la presentazione, il commento, il coordinamento delle varie informazioni che, ripetiamo, possono essere fornite in diretta o preventivamente registrate.

Negli studi di produzione spettacolo si possono distinguere almeno due tipi di esigenze legate a spettacoli musicali o a spettacoli di prosa che, evidentemente, presentano caratteristiche assai differenti.

Nel caso della prosa non è richiesta immediatezza nella trasmissione del messaggio, per cui nella grande maggioranza dei casi l'informazione perviene all'utente in differita. Questo richiede, ad esempio, un impiego notevole del mezzo di registrazione (RVM) e di tempi assai lunghi di occupazione delle salette di montaggio elettronico e di lavorazione definitiva del prodotto (audio e video), svolto nelle sale di post-produzione. A prescindere dal loro impiego, gli studi televisivi presentano in comune apparati che differiscono nelle loro caratteristiche, a seconda della produzione a cui vengono adibiti. Ad esempio, tutti gli studi televisivi sono equipaggiati con i mixer video ed audio, in quanto le sorgenti sono pur sempre numerose, rendendo indispensabile l'operazione di commutazione, a prescindere dal tipo di produzione svolta.

Certamente, nel caso dell'informazione, il numero di ingressi al dispositivo risulterà decisamente superiore a quello di studi di produzione in quanto, proprio per definizione, l'informazione si avvale quanto più è possibile di molte fonti di acquisizione sia di notizie che di avvenimenti registrati poco prima della trasmissione. Pertanto i mixer video differiscono soprattutto nel numero di ingressi.

La scelta di immagini fisse risulterà, anche in tal caso, molto più consistente per l'informazione (per es. personaggi noti le cui immagini sono archiviate nelle librerie numeriche) mentre risulteranno limitate, per non dire nulla, nel caso della prosa. Di qui l'esigenza di dotare gli studi preposti all'informazione di apparati in grado di memorizzare e fornire in tempi brevissimi un grande numero di immagini, quali le citate librerie digitali.

Il problema di dover disporre di molte sorgenti di informazione video, provenienti da luoghi anche molto distanti (collegamento da satelliti, ponti video della catena eurovisione, collegamenti mobili che di volta in volta si rendono necessari) impone l'uso di apparati di sincronizzazione onde rendere i numerosi segnali video, presenti al mixer, gestibili come i segnali generali in loco (telecamere). Tale problema non è quasi mai sentito nella prosa e riveste scarsa importanza nello spettacolo in genere.

Prescindendo dall'impiego dello studio, la sua struttura comprende apparati che potranno variare la loro capacità operativa, ma che sono mediamente rispondenti sempre a scopi comuni come:

- a) catena di ripresa
- b) mixer video
- c) mixer audio
- d) generatori di caratteri
- e) sincronizzatori
- f) eventuali apparati generatori di effetti speciali
- g) diapositive elettroniche o librerie numeriche
- h) monitori ed apparati ausiliari.

La catena di ripresa è rappresentata dalle testate camera operanti nella platea, dagli organi di controllo operativo nonché dall'apparato elettronico gestiti al controllo tecnico.

Il mixer video è l'apparato che consente la commutazione, diretta o tramite effetto, tra i vari segnali video che alimentano lo studio.

Analogamente il mixer audio provvede alla miscelazione delle informazioni sonore che normalmente sono abbinate alle sorgenti video.

I generatori di carattere consentono la compilazione e l'invio al mixer video, sotto forma di segnali video, di «scritte» da intarsiare o comunque sovraimporre all'immagine. Lo scopo dei sincronizzatori è quello di rendere sincroni ed in fase i segnali remoti con quelli generati localmente, consentendo al mixer video di trattarli in modo eguale.

Gli apparati del punto g) consentono di disporre di un adeguato numero di immagini fisse, richiamabili con facilità, da inviare al mixer video.

Al punto h) sono compresi sia la strumentazione che gli apparati comuni di distribuzione video, audio, segnali, interfonici di vario tipo per comunicazione tra i vari locali dello studio e tra lo studio e l'esterno (controllo centrale, salette RVM, studi, ecc.).

Gli apparati di generazione dei segnali di base sono normalmente ubicati al controllo centrale, dovendo servire anche altri studi o regie di trattamento del segnale video (post-produzioni, salette di montaggio, RVM, ecc.)

Negli apparati ausiliari si possono comprendere anche gli eventuali comandi operativi di gestione «linee entranti» del sistema centralizzato di cui daremo, poco oltre, un breve cenno.

Dopo queste poche note introduttive, vediamo le caratteristiche strutturali degli apparati che mediamente compongono uno studio televisivo, a prescindere dal tipo di produzione svolta.

## 7.2 Catena telecamera

Per tutti gli apparati presi in considerazione in questa sede, non ci ispireremo mai a precise circuiterie, ma daremo informazioni sulla struttura dell'apparato, in modo ampio e generale.

Nel caso specifico delle telecamere possiamo subito fare una prima distinzione tra quelle «fisse» di studio vere e proprie e le camere di «appoggio» o aggiuntive che, normalmente, sono adibite (e progettate) per giornalismo elettronico (ENG). Evidente la prima grande differenza tra i due impieghi, dove dimensioni, peso, consumo e maneggevolezza sono determinanti nel caso dell'ENG, mentre assai poco influenti per impiego in studio. La necessità poi di adottare la tecnica d'intarsio cromatico (chroma-key) nell'operazione di miscelazione video, richiede, per un problema specifico di qualità, una telecamera (intesa come catena di ripresa completa) in grado di fornire al mixer, oltre al normale segnale composito codificato PAL, anche i segnali primari *RGB*; problema questo non certo avvertito nella telecamera ENG, mentre può essere contemplato in quei tipi di telecamere che possono funzionare sia in ENG che come telecamere «semifisse» di studio.

Anche il problema degli automatismi differenzia notevolmente i vari tipi di telecamera, a seconda del loro impiego.

Infatti, usando per riprese mobili o comunque in esterno (ENG) la telecamera come una cinepresa, sia i comandi operativi che alcuni di set-up debbono essere sostituiti da automatismi, demandando all'operatore (unico) la gestione del fuoco e della variabilità della carrellata (impiego dello zoom) con la possibilità di azionare anche la partenza e lo stop del videoregistratore, che spesso accompagna l'operazione di ripresa. Tali comandi impegnano già in modo completo l'operatore stesso, per cui il diaframma, il bilanciamento del bianco, la convergenza, per altro indispensabili al corretto funzionamento del mezzo elettronico, sono demandati ad automatismi.

Iniziamo il nostro esame considerando una catena camera per riprese ovviamente a colori, da studio, con telecamere per le quali peso, ingombro e consumi, pur se considerati entro certi limiti, non sono elementi determinanti, e che comunque forniscono sia il segnale codificato che i primari *RGB*.

Anzi, a questo punto, è bene specificare come tali telecamere (intendiamo esprimere con tale terminologia non solo la testata di ripresa ma l'intera «catena») siano a loro volta classificabili in «automatizzate» ed in «classiche», dove cioè le operazioni di «set up» (messa a punto) sono ancora effettuate manualmente.

Prescindendo dal fatto che il ciclo di messa a punto (non certo dei comandi operativi, da gestire durante la ripresa e comunque in entrambi i casi disponibili all'operatore) sia reso automatico dall'adozione di un microprocessore che regola e memorizza i parametri significativi su un'immagine campione, inserita con comando operativo nell'interno dell'ottica, i circuiti e le regolazioni da compiere risultano le stesse in entrambi i casi.

La «catena di ripresa» si compone comunque di tre parti fondamentali:

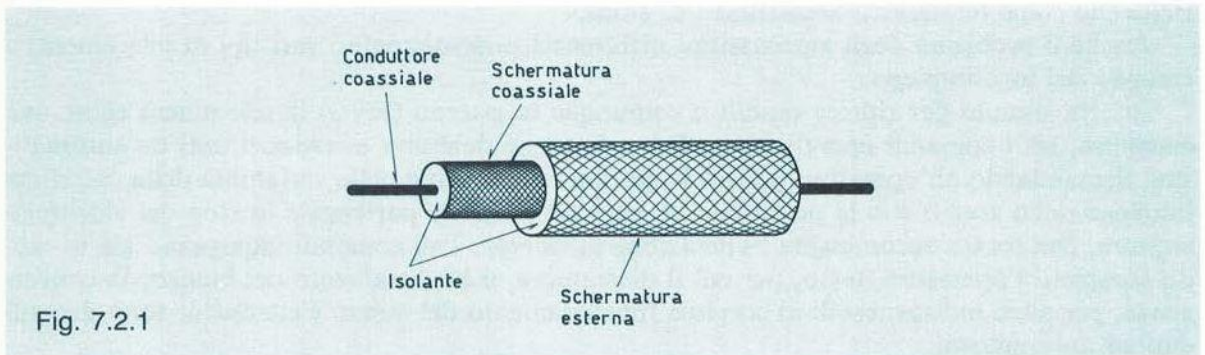
- 1) Testata camera con ottica e mirino elettronico
- 2) Unità di controllo (comandi operativi)
- 3) Apparato elettronico vero e proprio

La testata, equipaggiata con l'ottica, contiene i convertitori ottico-elettrici (plumbicon, CCD) con relativa separazione dello spettro luminoso nelle componenti primarie (dicroico) e filtri, sia neutri che colorati. Completano la testata i circuiti di preamplificazione e di parziale

messa in forma dei segnali video primari nonché, per quelle telecamere ad uscita composita, anche i circuiti di codifica. Anche nella struttura della testata vi sono varianti più o meno significative a seconda del costruttore; ad esempio vi sono testate camera che, anziché adibire i tre tubi alla formazione dei segnali  $R, G, B$ , ricavano i segnali  $Y, R, B$ .

Altri costruttori prevedono la disponibilità del segnale composito codificato e del segnale ( $B - Y$ ) per il chroma-key. In linea di massima la telecamera da studio fornisce all'uscita della testata i segnali  $R, G, B$  o  $Y, R, B$ , mentre il composito viene ottenuto nell'unità elettronica abbinata a quella di controllo.

La testata è unita all'apparato elettronico dell'unità di controllo mediante un collegamento fisico che può essere multiplo o triassiale. Nel primo le informazioni da e per la testata viaggiano su collegamenti separati, la cui unione costituisce l'unico cavo multiplo che racchiude appunto molti conduttori (coax, schermati, semplici). Nel triassiale le informazioni viaggiano in multiplexer su un unico collegamento coassiale, protetto da un ulteriore strato isolante e da una guaina schermante metallica (fig. 7.2.1).

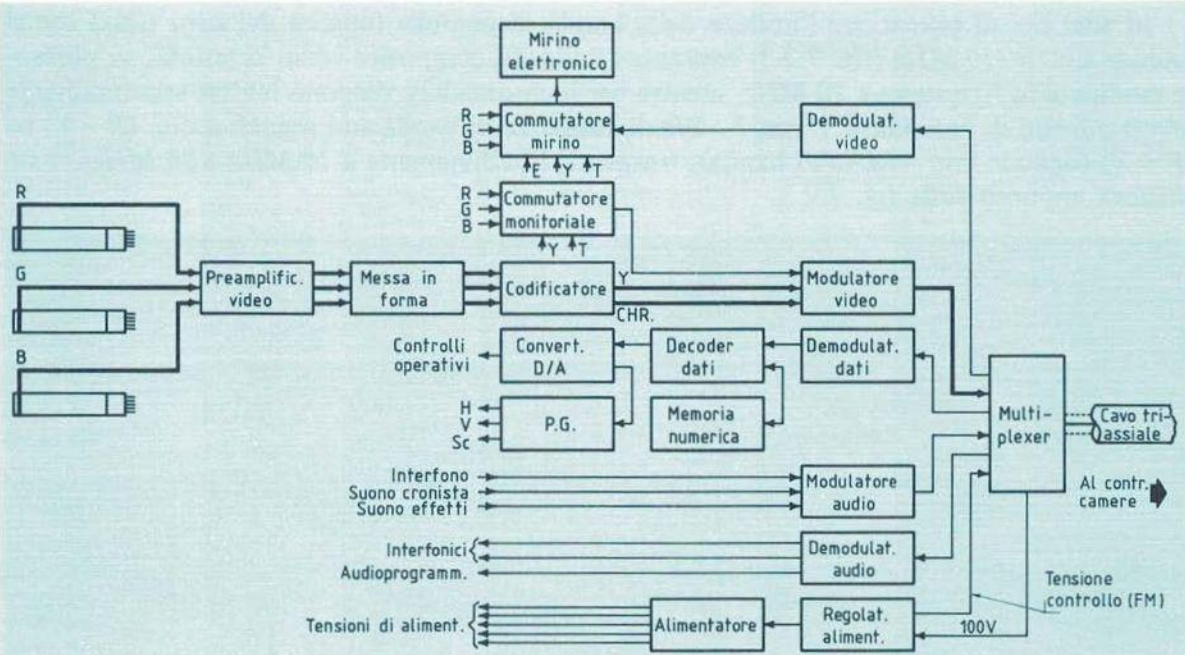


Evidentemente l'invio di segnali sul triassiale consente, data la duttilità del collegamento ( $\varnothing = 11 \div 14 \text{ mm}$ ), elevate distanze tra testata ed unità di controllo, per cui tale tipo di giunzione è particolarmente adatto per studi di ripresa mobili. Evidentemente, potendo coprire distanze anche dell'ordine di  $1,5 \div 2,5 \text{ km}$ , le informazioni video e audio vengono trasposte modulando delle frequenze portanti.

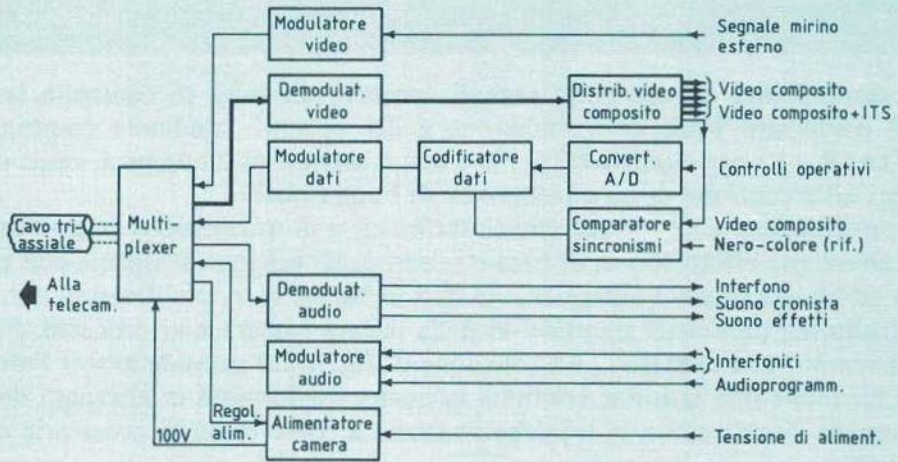
Una seconda grande differenza tra telecamere a cavo multiplo e «triassializzate» sta nel fatto che, mentre le prime vengono pilotate da un unico PG centralizzato, le seconde, pur facendo parte di un unico studio (fisso o mobile), sono autosufficienti in quanto ognuna è corredata da un proprio PG. Questo ovviamente in linea generale, in quanto l'invio delle informazioni sincronizzanti sul «triax» complicherebbe il sistema multiplexer, anche se è possibile adottare soluzioni alternative, ma che, a tutt'oggi (1989), non sono certo diffuse. Quindi in caso di telecamere autonome, in quanto corredate da PG interno, si ripropone all'unità di controllo (normalmente assai vicina fisicamente al mixer video) il problema della sincronizzazione al nero colore generato dal PG master.

Le fig. 7.2.2a,b propongono soluzioni del problema nel caso di telecamere a PG singolo con multiplexer a divisione di frequenza. Le informazioni video, generate dalla telecamera in codificato PAL e di ritorno dall'unità di controllo verso la telecamera per il mirino dell'operatore, sono trasposte rispettivamente a  $15 \text{ MHz}$  e  $35 \text{ MHz}$  mediante modulazione di ampiezza, mentre non è prevista un'uscita  $RGB$  per eventuali chroma-key, ma il solo segnale di chiave  $B - Y$ , per altro disponibile solo con il cavo multiplo.





a)



CAVO TRIASSIALE

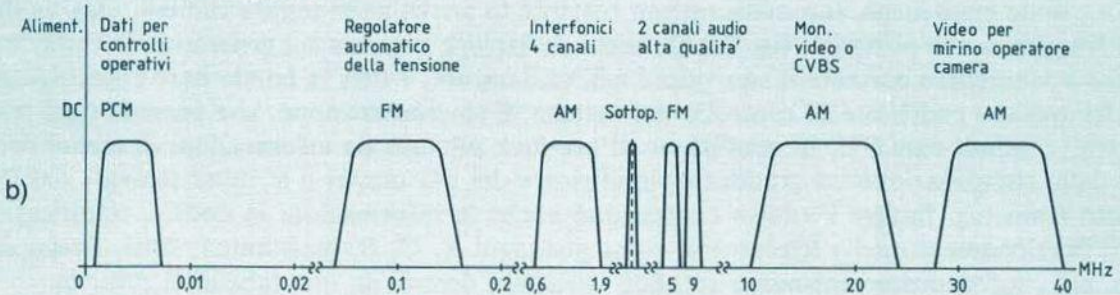


Fig. 7.2.2

In altri tipi di telecamere l'utilizzo della banda disponibile (qualità del cavo triax) che si estende sino a  $110\text{ MHz}$  (fig. 7.2.3) consente l'invio del composito verso la testata, su portante modulata in frequenza a  $70\text{ MHz}$ , mentre per il chroma-key vengono inviate separatamente le componenti di luminanza  $Y$  con  $7\text{ MHz}$  di larghezza di banda ed i segnali d.d.c. ( $B - Y$ ) ed ( $R - Y$ ) (ognuno con  $4\text{ MHz}$  di banda), trasposti rispettivamente a  $18\text{ MHz}$  e  $36\text{ MHz}$ , come si rileva appunto dalla fig. 7.2.3.

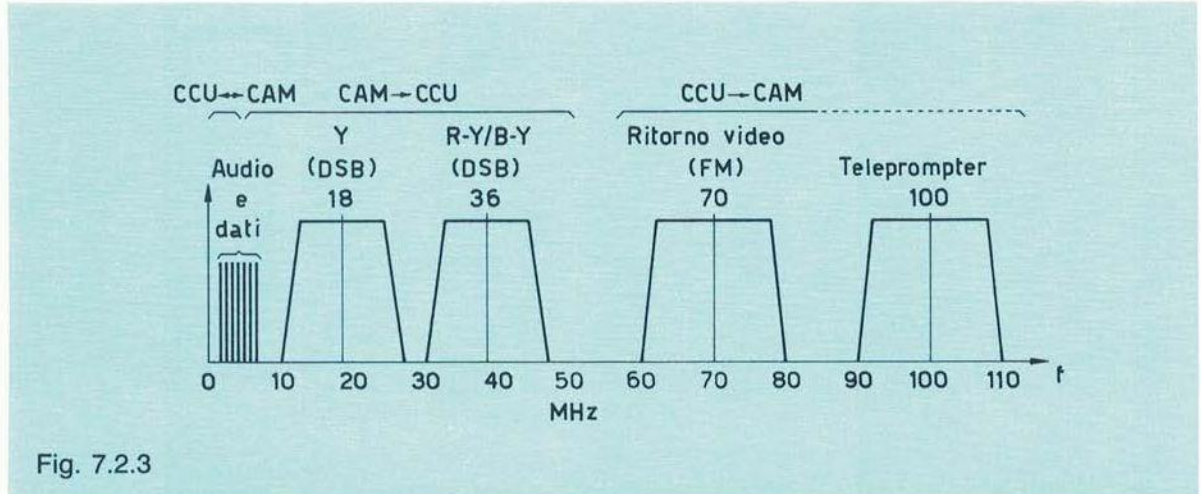


Fig. 7.2.3

La disponibilità dei tre citati segnali consente all'unità di controllo la generazione del segnale composito PAL di trasmissione e dei primari, mediante combinazioni lineari di ( $R - Y$ ) e ( $B - Y$ ) per ottenere ( $G - Y$ ), e con il segnale di luminanza, onde ottenere  $R$ ,  $G$ ,  $B$ , necessari all'esecuzione di un chroma-key di buona qualità.

Le informazioni audio di servizio (interfonici) o di trasmissione (microfoni posti vicino alle telecamere per effetti sonori di base o telecronisti) vengono trasposte con processi di modulazione ed inviate su cavo unitamente ai dati in banda base, codificati in numerico e necessari al controllo dei parametri significativi della testata camera e al processo di sincronizzazione del PG remoto al PG master. La soluzione di fig. 7.2.2 prevede altresì l'alimentazione della testata mediante una tensione continua la quale, trasformata in alternata da un generatore a rilassamento, fornisce con le tecniche consuete le varie tensioni necessarie al funzionamento dei circuiti.

Poiché al variare della lunghezza del cavo camera (triax), varia la caduta di questa tensione c.c., onde mantenerla automaticamente costante in arrivo nella testata camera, essa modula in frequenza una portante (fig. 7.2.2), la cui deviazione provoca sul generatore le variazioni idonee a mantenere costante il suo valore nell'utilizzatore. I dati in bande base costituiscono le informazioni codificate di controllo del sistema di sincronizzazione, che prevede ogni telecamera, e quindi ogni PG, in condizione di gen-lock pilotato da informazioni di errore derivate dalla comparazione tra grandezze significative del PG master e le stesse ricavate dal PG remoto (camera). Inoltre i «dati» contengono anche le informazioni in codice, significative per il funzionamento della telecamera, come guadagni  $R$ ,  $G$ ,  $B$ , diaframma, filtri, livello del nero, ecc., informazioni trasmesse secondo istruzioni dettate da una tabella di priorità.

Normalmente la telecamera funzionante con il sistema triassiale può essere impiegata in studio (collegamento breve con l'unità di controllo) utilizzando il classico cavo multiplo poi-

ché, dovendo la telecamera di studio spostarsi nella platea dove si svolge la ripresa, il ridotto diametro del triax potrebbe causare inconvenienti allo spostamento stesso. Inoltre, come rilevato in precedenza, il segnale di «chiave» ( $B - Y$ ) è reso disponibile proprio con questo assetto, in quanto il chroma-key viene impiegato normalmente in riprese da studio e non in riprese esterne. Per quanto riguarda la generazione dei segnali primari, la testata camera ha una struttura a blocchi assai simile in tutti i casi, anche se, a seconda del costruttore, le soluzioni circuitali possono essere le più svariate.

Ripetiamo ancora come lo scopo di queste note sia di chiarire in modo generale i compiti devoluti alle parti componenti la catena camera, prescindendo da soluzioni circuitali più o meno sofisticate.

Desideriamo ancora chiarire un'altra particolarità proposta dalla fig. 7.2.3. La frequenza portante di  $100\text{ MHz}$  supporta un'informazione video costituita da testi scritti che verranno proiettati su uno schermo semitrasparente posto anteriormente all'ottica, che sostituisce il classico «suggeritore». La sua denominazione è infatti «teleprompter» e normalmente serve allo speaker per leggere, senza distogliere lo sguardo dalla telecamera che lo inquadra, le notizie o le informazioni che non ha avuto tempo di imparare mnemonicamente, ma solamente scriverle come testo, la cui velocità di scorrimento sullo schermo può essere variata a piacere dello speaker stesso.

Esaminiamo ora la fig. 7.2.4, che riporta lo schema a blocchi di una testata camera equipaggiata con trasduttori ottico-elettrici tradizionali (plumbicon) a deflessione magnetica.

La telecamera presentata genera i segnali  $Y$ ,  $R$ ,  $B$  elaborati e messi in forma dai 3 preamplificatori contrassegnati *Pre 1*, *Pre 2*, *Pre 3*.

Il fatto di avere una luminanza separata, non costruita con i contributi dei primari, consente di ottenere un'informazione più corretta, sulla quale non solo non influisce la misconvergenza dei tubi primari ma, per quanto concerne il gamma, la relativa correzione permette di ricavare una luminanza che rispecchia veramente quella dovuta al bianco e nero.

Le bobine di deflessione dei tre plumbicon sono alimentate dalle correnti a dente di sega fornite dai relativi generatori, pilotati dagli impulsi  $H$  e  $V$  ricavati dal PG ed elaborati (durata e fronti di salita) dai formatori telecomandati dal controllo. La convergenza, non intesa nel senso differenziale, viene corretta automaticamente, confrontando su un'immagine di prova significativa, il raster «luminanza»  $W$  (preso come campione) con rosso e blu, ricavandone un'informazione di errore.

Il relativi comandi operativi vengono forniti in digitale attraverso un trasmettitore-ricevitore dati. Nel funzionamento con cavo multiplo, la luminanza viene avviata al relativo amplificatore intermedio indipendentemente, mentre, tramite un filtro,  $R$  viene inviato con  $B$ , trasposto a  $21\text{ MHz}$ , su un altro collegamento.

Ovviamente in triassiale un sommatore combina i tre segnali (anche  $W$  è trasposto, data la maggiore lunghezza del cavo) sull'unico collegamento fisico.

In entrambi i casi viene assicurata anche un'informazione audio che si avvale di una portante modulata in frequenza.

Le regolazioni del bias-light, così come l'ACT, sono ovviamente sulla testata camera, mentre la loro inserzione avviene dal controllo, tramite informazione numerica convogliata dal trasmettitore-ricevitore dati.

I preamplificatori  $1$ ,  $2$ ,  $3$  sono riportati, con il dettaglio delle funzioni svolte, in fig. 7.2.5 dalla quale notiamo tutti quei circuiti previsti nel trattamento di messa in forma visto nei precedenti capitoli.

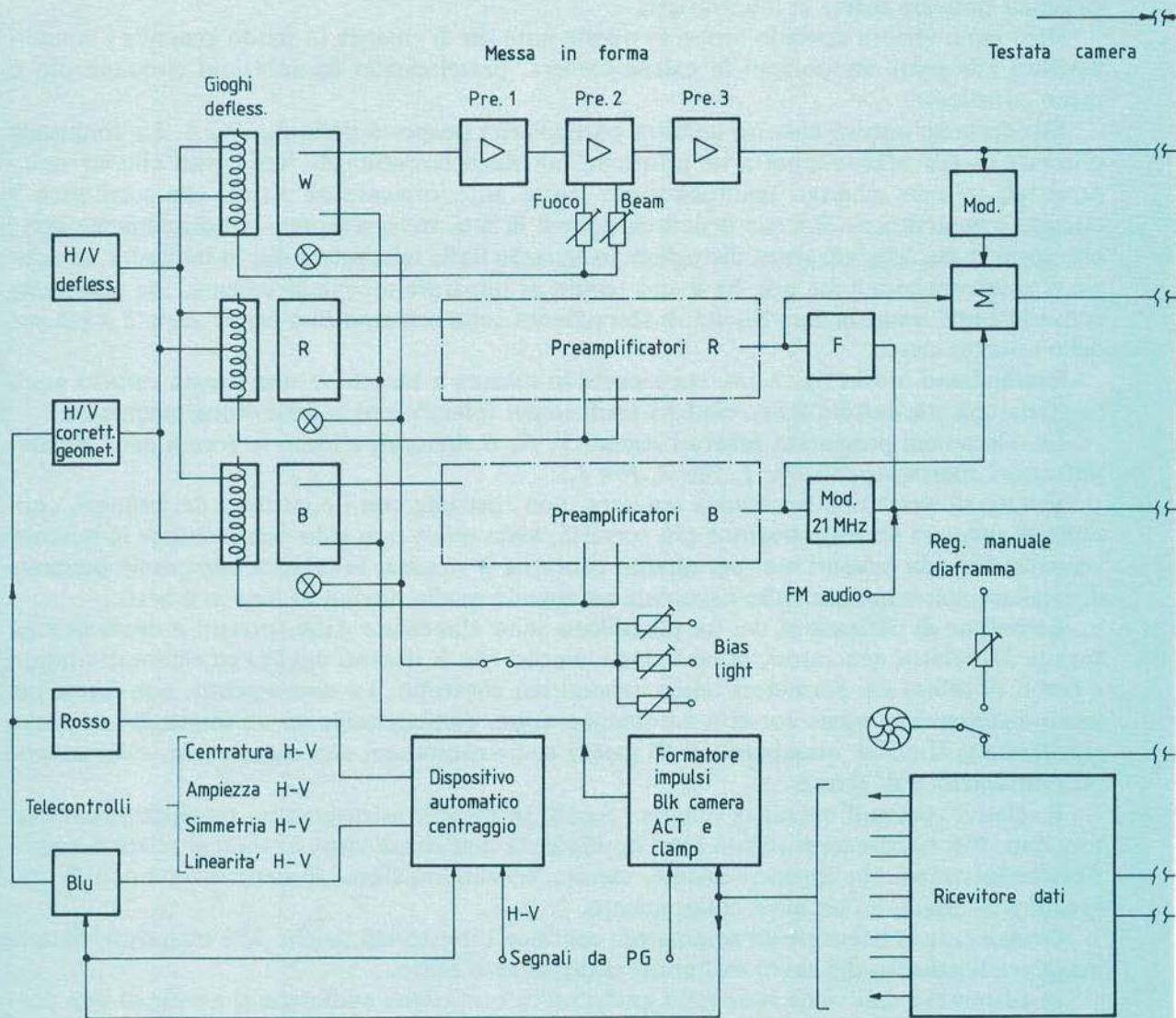
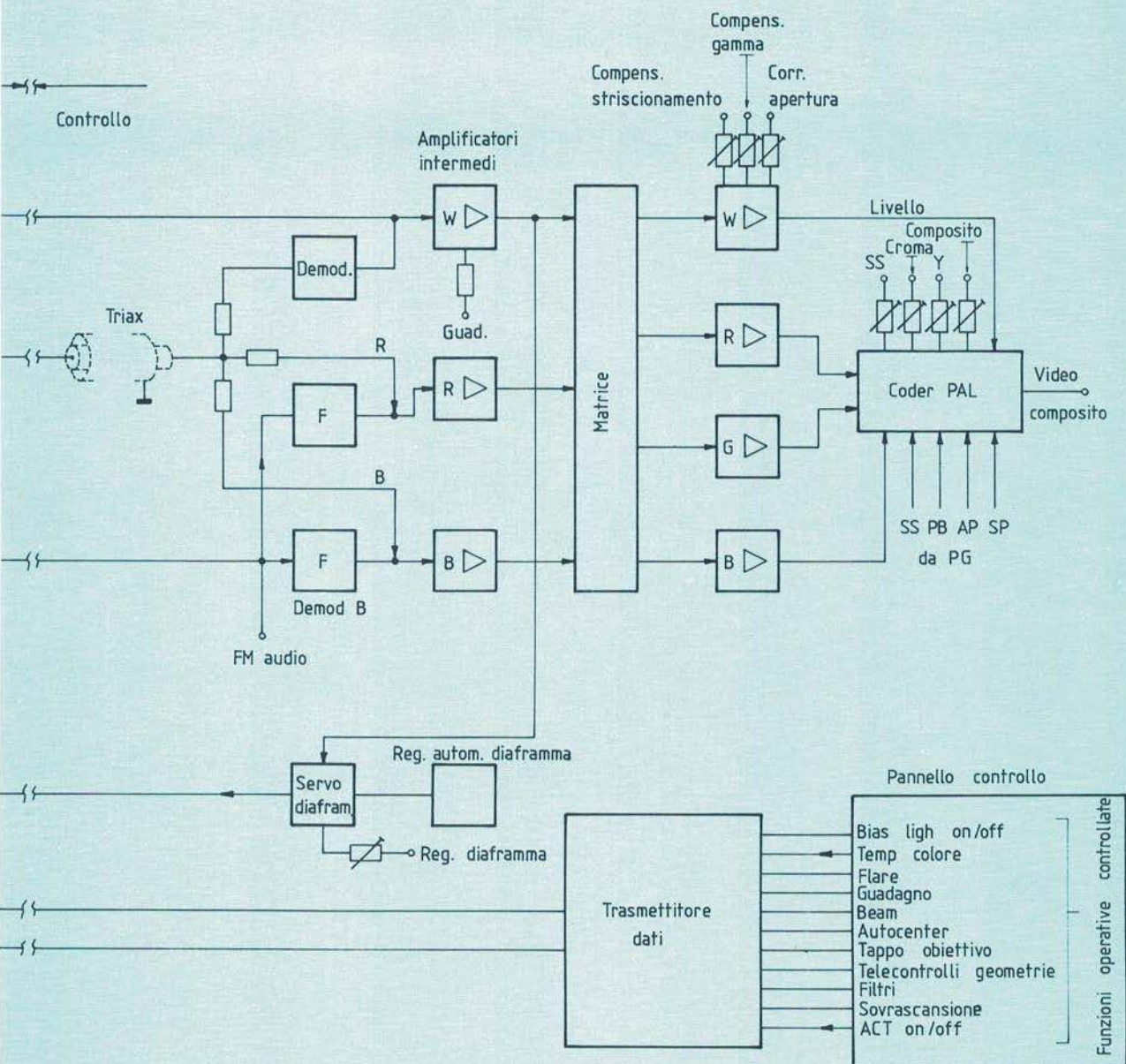


Fig. 7.2.4



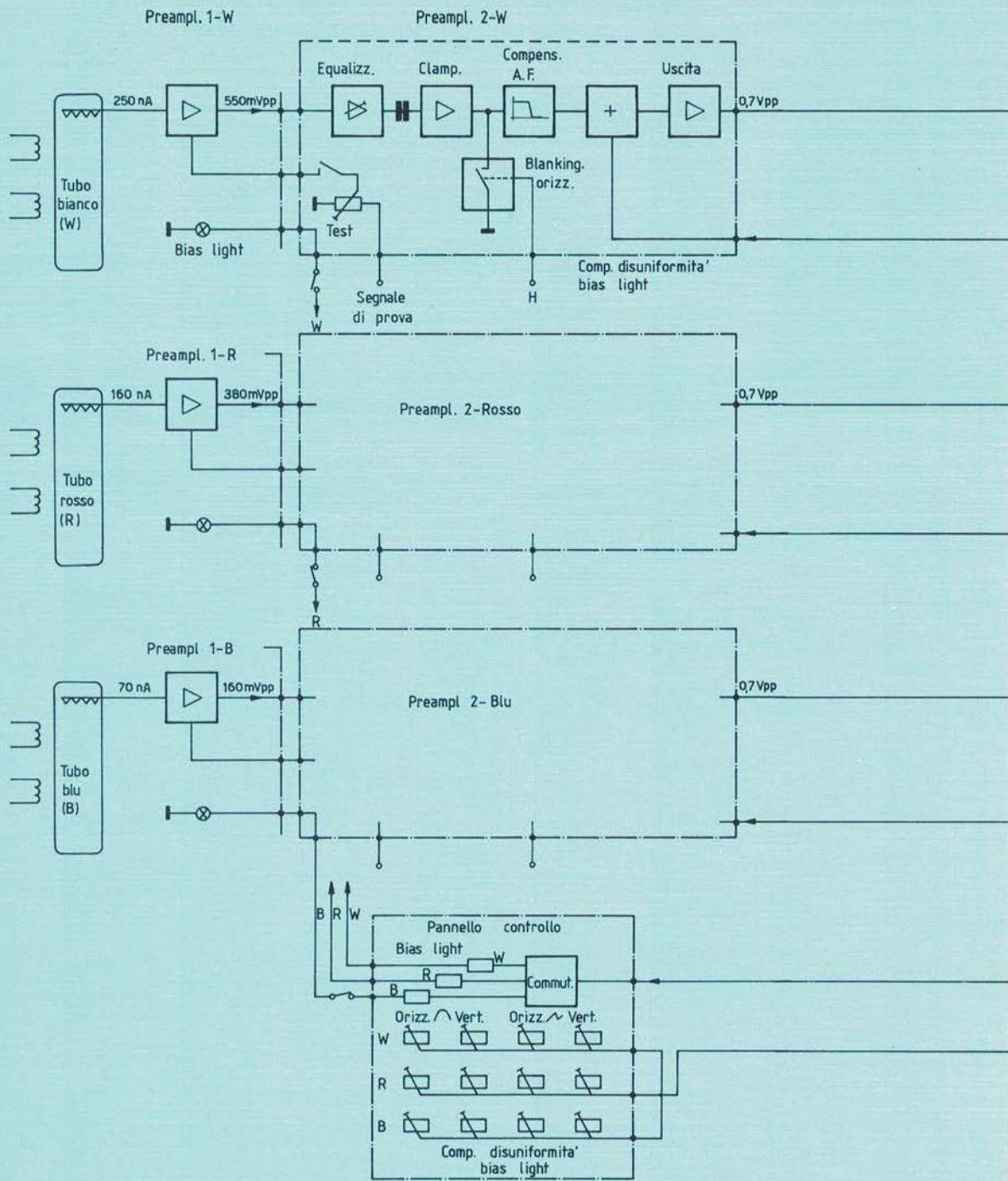
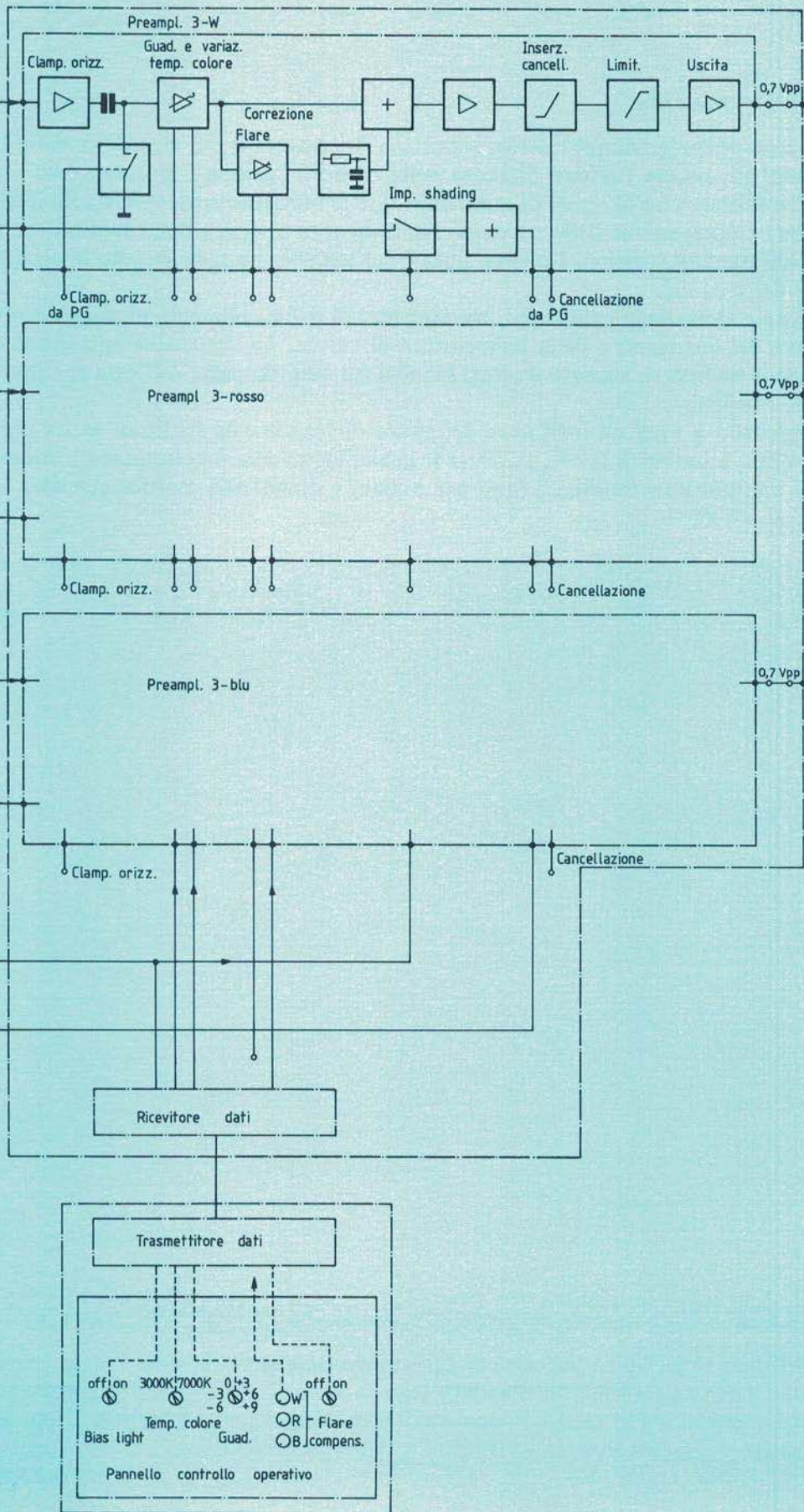


Fig. 7.2.5



Dopo un primo preamplificatore, sistemato fisicamente il più vicino possibile al target del plumbicon per evitare l'effetto dannoso delle capacità parassite, si notano nel preamplificatore 2 l'equalizzazione del cavo di unione dei due preamplificatori, uno stadio di clamp seguito da una compensazione della curva livello/frequenza e, prima dello stadio di uscita, l'intervento degli shading (tensioni funzioni lineari del tempo) che compensano le disuniformità introdotte dal bias-light.

Il segnale video (non composto, ovviamente) di  $0,7 V_{pp}$  alimenta lo stadio dove avviene la correzione del guadagno e della temperatura di colore. La successiva correzione del «flare» compensa la diffusione causata da forti bianchi sui neri, da parte dell'ottica, e precede l'inserzione del blanking.

Completano il *Pre3* un limitatore dei picchi di bianco e lo stadio di uscita che fornisce il segnale video a livello di  $0,7 V_{pp}$  su  $75 \Omega$  il quale, attraverso il collegamento fisico, si presenterà agli amplificatori intermedi (uno per canale) e quindi alla matrice che darà luogo ai segnali *Y, R, G, B*.

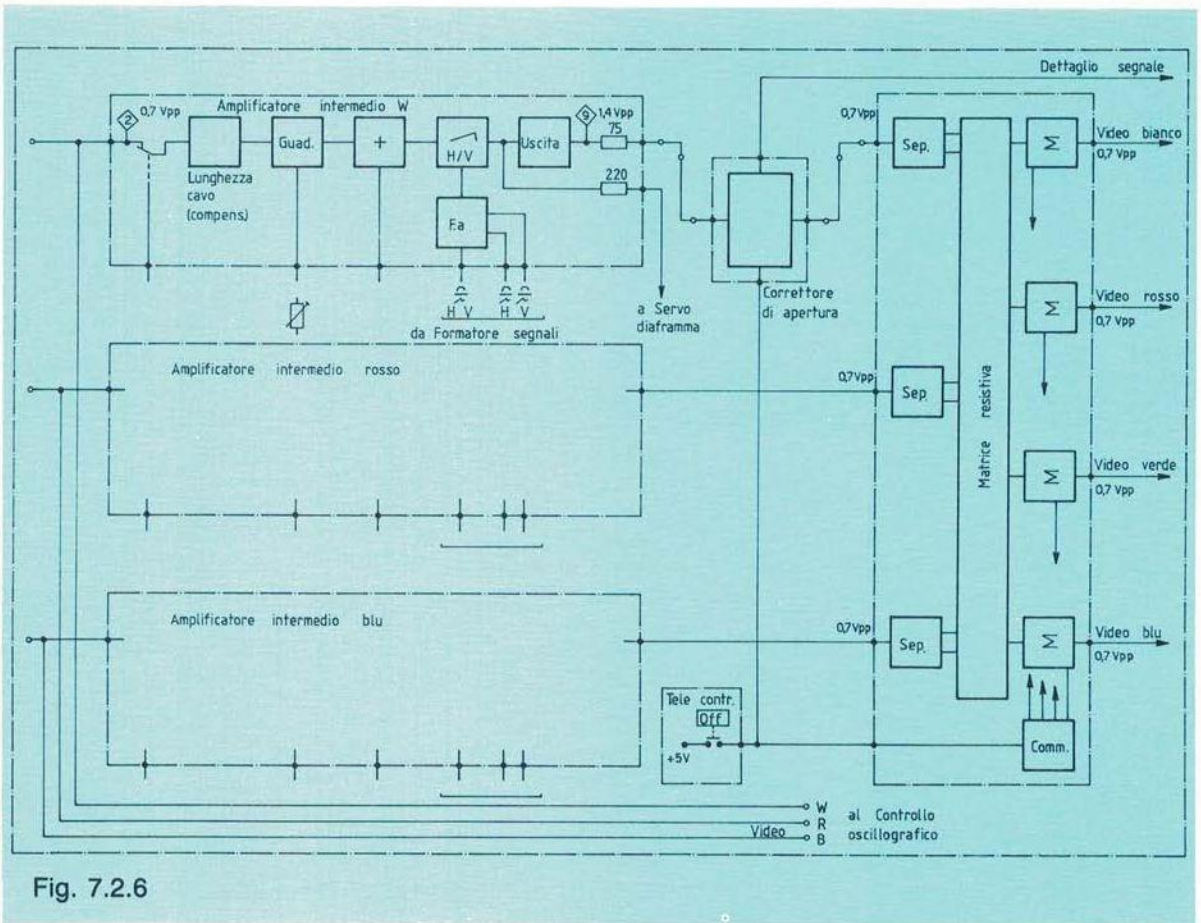


Fig. 7.2.6

Il diaframma dell'ottica può essere regolato manualmente sia sulla testata che dal controllo, nonché automaticamente, mediando il segnale *W* nell'intero quadro e sommando a questo i picchi più salienti evidenziati a frequenza di riga e leggermente integrati. L'amplificatore in-

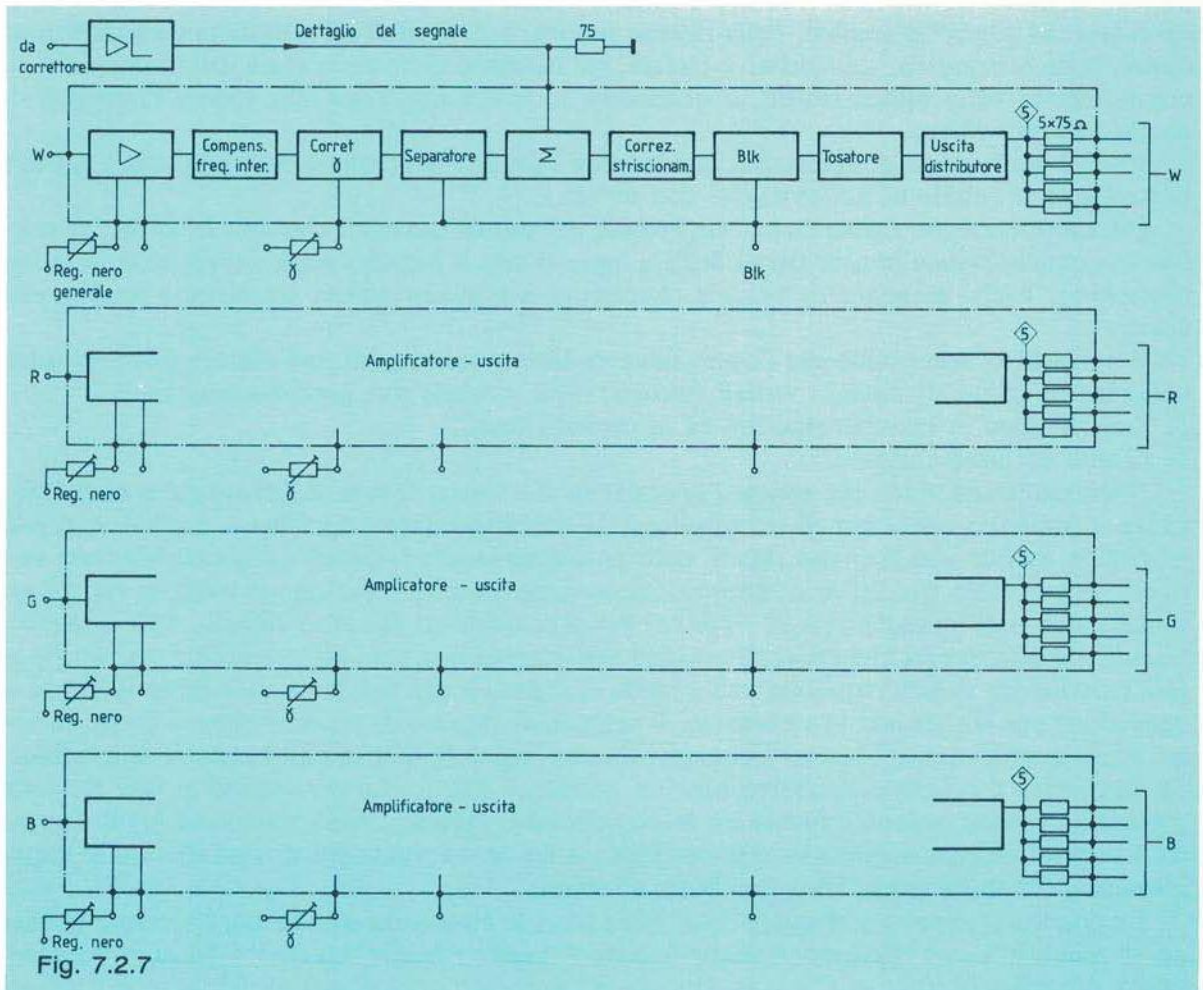


termidio (fig. 7.2.6) prevede la compensazione della lunghezza del cavo testata-controllo, consente la regolazione dei guadagni e la correzione degli shading e parabole; il canale  $W$  prevede altresì l'introduzione del correttore d'apertura, il cui segnale di dettaglio, opportunamente regolato in ampiezza, verrà sommato nell'amplificatore finale (fig. 7.2.7) alla totale informazione  $W$ .

In quest'ultimo stadio viene corretto il gamma e attuata la compensazione alle frequenze medio-basse della banda, così come è resa possibile la regolazione del nero generale e di quelli parziali ( $R$ ,  $G$ ,  $B$ ).

Il segnale così corretto è distribuito in bassa impedenza ed una delle uscite può alimentare il codificatore di sistema (nel nostro caso PAL).

Nello schema presentato non sono riportati certi particolari come gli interfonici, le segnalazioni «in onda» e molte altre funzioni che riteniamo marginali, in quanto lo scopo era di verificare l'insieme di quei trattamenti del segnale video esaminati in precedenza in modo frammentario. Ogni costruttore adotterà le più svariate soluzioni, sia di progetto che circuitali, ma in linea di massima le funzioni svolte risponderanno a quelle dettate dall'esempio.



### 7.3 Mixer Video

Il mixer video ha il compito di effettuare le commutazioni elettroniche tra segnali video sia durante la trasmissione, sia in quei casi dove il «programma» viene montato e quindi registrato; il suo impiego si estende pertanto alle sale di montaggio elettronico, alle «post-produzioni» dove le varie immagini o i vari spezzoni di un programma «costruito» in studio vengono sequenzializzate in modo ordinato secondo copione e completate di titoli, scritte, ecc.

Un apparato rispondente allo scopo deve quindi essere corredato da un certo numero di ingressi di segnali video e da uno o più bus uscenti, dove l'informazione è disponibile nella sequenza prevista.

È chiaro che, parallelamente alla commutazione vera e propria dell'informazione video, il mixer fornisce anche quelle informazioni di servizio utili al corretto funzionamento del processo produttivo.

A tale scopo, in concomitanza con gli stacchi o commutazioni, viene anche distribuita una tensione di comando, legata all'ingresso selezionato, la quale provvede, mediante segnale luminoso di messa in onda, ad informare tutte le utenze interessate, cioè operatori alle camere, operatori del controllo tecnico, della ripresa sonora, ecc. Quindi all'atto della commutazione di una certa telecamera, sulla relativa testata, sui monitori nelle varie regie, sul monitor di linea sistemato nella platea studio, si accenderà la lampadina rossa che indica l'impegno di quella sorgente video.

Il più semplice tipo di commutazione tra due segnali video composti è lo «stacco», ossia la sostituzione rapida di un'immagine con un'altra.

Questa operazione elementare viene attuata dal punto incrocio, che non fa altro che mettere in comunicazione uno qualsiasi degli  $n$  ingressi con il bus di uscita, ovviamente in modo elettronico, anche se mixer di vecchia concezione attuavano questa condizione tramite relè veloci.

È auspicabile comunque che l'operazione di commutazione tra due segnali video avvenga senza introduzione di disturbi visibili (scrosci) e ciò richiede due precise condizioni:

- 1) Segnali video in ingresso sincroni ed in perfetta fase.
- 2) Livello del nero costante.

Il commutatore video che esegue l'operazione di «stacco» viene sbloccato dalla coincidenza tra il comando operativo ed un impulso a  $50\text{ Hz}$ , la cui fase determina il cambio veloce di immagine, in fase con la prima riga di nero post-equalizzatori, quindi nella cancellazione verticale. In tal modo, poiché la commutazione avviene durante il periodo di nero, si ottiene un veloce cambio di immagine ( $\sim 80 \div 100\text{ ns}$ ) privo di qualsiasi disturbo visibile. Tale operazione richiede ovviamente che i segnali presenti agli ingressi non solo siano sincroni, ma anche in fase (condizione questa rispettata nell'ambito di segnali locali per la cancellazione verticale, a condizione che sia attuata la sincronia). Il segnale di sblocco di un determinato punto incrocio (tanti quanti sono gli ingressi) proviene da una logica (latch) che ha funzione di interblocco, in quanto il pulsante operativo non è a posizione stabile. La condizione di fase richiesta per questa commutazione è quella tra le cancellazioni verticali, ma vedremo in seguito come risulti altresì indispensabile una corretta fase sia tra le informazioni di riga che tra le sottoportanti cromatiche (ossia tra i vari burst alternati).

La condizione prevista al punto 2) avviene tramite clamp che allinea normalmente la base dei sincronismi su un riferimento costante e mediamente pilotato dal livello del nero del generatore di «effetti» interno al mixer. Questo allineamento evita sbalzi al valore medio del se-

gnale video durante le commutazioni ed i conseguenti salti di luminosità sull'immagine.

Un secondo tipo di passaggio tra informazioni video è quello per dissolvenza incrociata, che permette la commutazione tra due diverse immagini selezionate su due diversi bus. Quest'operazione è resa possibile comandando in modo automatico, tramite costante di tempo preselezionata, o manualmente in senso opposto, l'amplificazione di due dispositivi lineari in modo che il segnale disponibile in uscita abbia prevalenza crescente di un video su un altro in modo lineare, mantenendo costante il livello durante tutto il passaggio.

Durante l'operazione di somma i segnali sincronizzanti, burst compreso, mantengono ampiezza costante e sono pertinenti al segnale video che è in diminuzione, sino all'istante in cui, essendo ormai nullo il segnale principale, avviene, durante il nero, la commutazione sui sincronismi del segnale che si trova ora ad avere massima ampiezza.

Anche in questo caso, risulta chiaro come si rendano indispensabili le condizioni di sincronia e fase fra i vari segnali.

Infatti, se per esempio non fosse rispettata la fase di riga, si otterrebbe durante il passaggio uno slittamento dell'immagine pari al ritardo tra le due cancellazioni (e quindi i SS relativi), con evidenti disturbi alla visione e ad eventuali processi di videoregistrazioni in corso.

Operazioni più complesse di commutazione possono venire attuate mediante l'impiego di quella parte dell'apparato denominato «mixer effetti», il quale è provvisto di un generatore, definito «waveform patterns generator», che fornisce le particolari forme d'onda richieste per i numerosissimi tipi di commutazione.

Mentre nelle precedenti operazioni i segnali video erano interessati alla commutazione in modo globale, ora nella commutazione ad effetti le immagini vengono coinvolte per «zone» dettate appunto dal tipo di effetto prescelto.

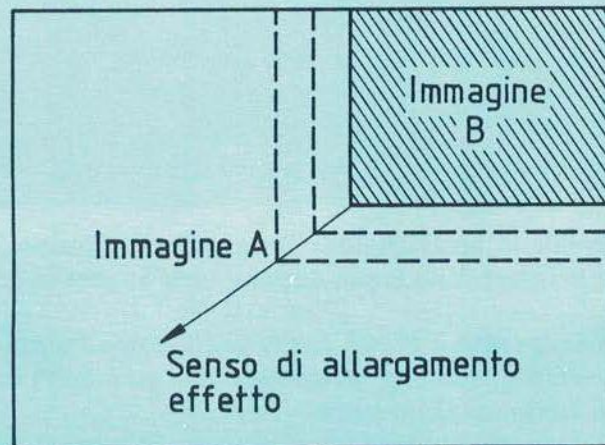


Fig. 7.3.1

Prendiamo a titolo di esempio l'effetto riportato in fig. 7.3.1: partendo con l'immagine *A* a pieno campo, essa viene interessata, mediante azione manuale o automatica di comando, per una parte sempre più cospicua dall'immagine *B* che ad essa si va a sostituire cancellando gradualmente, nella zona interessata, l'immagine *A*. L'effetto può prevedere una sostituzione parziale o totale tramite la forma d'onda prescelta e che ne determina il modo di commuta-

zione. Ad esempio nell'immagine totale  $A$  è possibile inserire un particolare (immagine parziale) mediante l'effetto  $B$ , la cui dimensione può essere regolata per accogliere in modo corretto il soggetto (immagine parziale) che fa parte del segnale  $B$ , inteso come inquadratura completa.

Vedremo come sia possibile, impiegando la memoria di quadro, inserire in  $B$ , sempre con rapporto  $4:3$ , un'immagine totale, anche se questo fa parte di un'altra tipologia di commutazione di effetti. Il tipo di commutazione ad effetto può essere ottenuto impiegando il dispositivo di fig. 7.3.2, dove il comparatore genera il segnale di commutazione in funzione del livello differenziale  $AB$ ; variando la soglia in  $A$  mediante un comando operativo, se l'ingresso  $B$  è alimentato con una tensione funzione lineare nel tempo, il segnale di commutazione in uscita varia con continuità dando luogo alla sostituzione d'immagini mediante «l'effetto a tendina» sia verticale che orizzontale, a seconda che la tensione su  $B$  sia a frequenza di quadro o di riga.

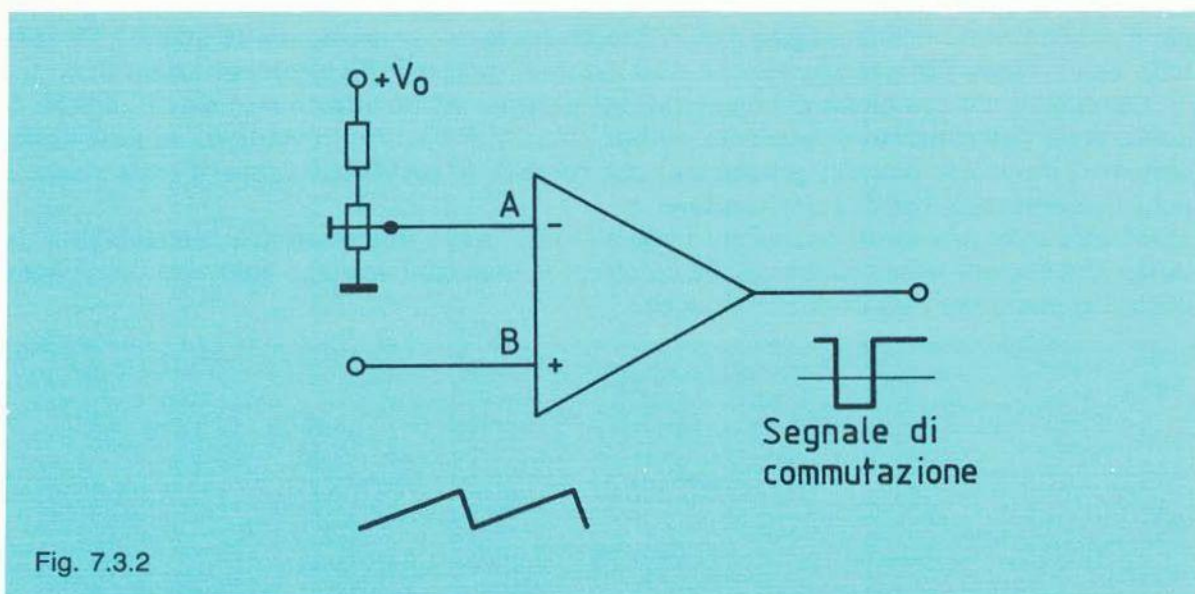


Fig. 7.3.2

Evidentemente è possibile la combinazione tra grandezze funzioni particolari di  $f_h$  e  $f_q$  e di loro multipli, creando le forme d'onda più disparate per attuare la condizione di effetto desiderato.

Il punto di commutazione tra  $A$  e  $B$  può essere netto, come fin'ora supposto, ma può anche avvenire in modo morbido, sfumato, attenuando con gradualità le informazioni video in prossimità dell'istante di commutazione stesso.

È chiaro che con tale tipo di impostazione si possono attuare gli effetti più pregevoli che possono essere memorizzati come regolazione operativa e riproposti richiamandoli, per esempio, da un floppy.

Tipico impiego come elemento di effetto è l'intarsio, o inserimento in una immagine principale di una scritta o immagine secondaria, utilizzando il segnale secondario stesso come elemento di comando del commutatore.

L'esempio più tipico è quello di inserzione di una scritta nell'immagine principale. In questo caso il segnale che pilota il commutatore viene definito «segnale di chiave».

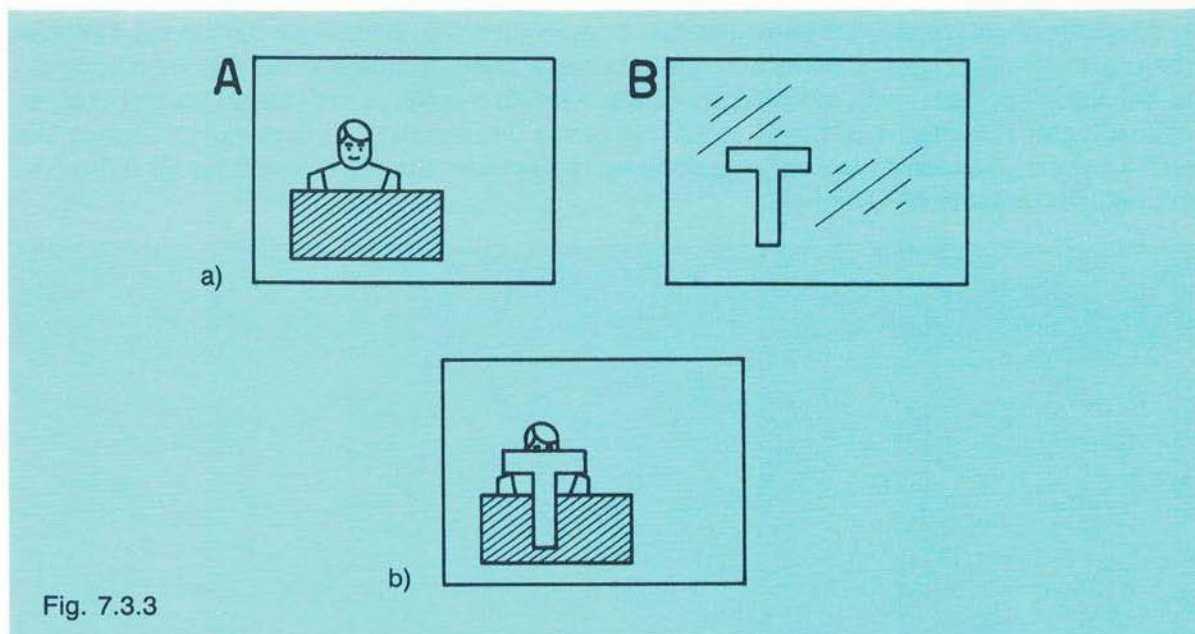


Fig. 7.3.3

Riferiamoci alla fig. 7.3.3a e supponiamo che il carattere  $T$ , fornito dall'omonimo generatore o da un cartello inquadrato da una telecamera, debba essere «incastonato» nell'immagine  $A$ , sostituendosi ad essa per tutta una zona avente il suo profilo, onde ottenere il risultato di fig. 7.3.3b.

La commutazione tra i due segnali di fig. 7.3.3a verrà pilotata dalla «chiave» fornita dal segnale dell'immagine  $B$ ; in altri termini si richiede di ottenere in  $A$  un «buco elettronico» il cui profilo risulti eguale alla lettera  $T$  dell'immagine secondaria, cancellando ovviamente nel suo interno il contenuto di  $A$ .

Il «buco» così ottenuto, potrà essere riempito con il contenuto di  $B$  ma può anche essere completato da un'altra informazione fornita ovviamente da un terzo generatore; per es. la lettera  $T$  che in origine è bianca, può essere sostituita, dopo l'intarsio, dalla  $T$  colorata, riempiendo il buco elettronico costruito con la «chiave» mediante sottoportante cromatica con fase desiderata.

Pertanto il mixer consente anche la colorazione sia del «buco», con un segnale definito «Matte», o dell'intero sfondo, mediante il «colour background».

Nel caso dell'intarsio citato il segnale di «chiave» comanda la commutazione basandosi esclusivamente su variazioni di livello esistenti tra la lettera (nel caso specifico) ed il fondale, a prescindere dal croma; certamente, supposto il carattere bianco su un fondo nero o grigio, è indispensabile che non vi siano nell'immagine  $B$  altri particolari di eguale livello, altrimenti anche in tali punti si otterrebbe analogo commutazione. Tale tipo di intarsio è pertanto definito di sola luminanza.

### 7.3.1 Chroma-key

Il chroma-key è un'intarsio in cui la commutazione viene comandata dal croma. Anche in questo dispositivo i segnali sono: l'immagine di fondo, il soggetto da intarsiare e, ovviamen-

te, il segnale di chiave che, nel caso specifico e come già detto, è funzione del colore. Facendo riferimento alla fig. 7.3.4, l'elemento commutatore è azionato non più dal segnale composito ma dai segnali primari, nel caso specifico il *Blu*. Quindi il mixer, oltre che dei segnali compositi costituenti l'immagine di fondo *A* ed il soggetto da intarsiare *B*, deve poter disporre dei relativi primari, in quanto la commutazione verrà appunto attuata su comando di tali informazioni, denominate di «chiave».

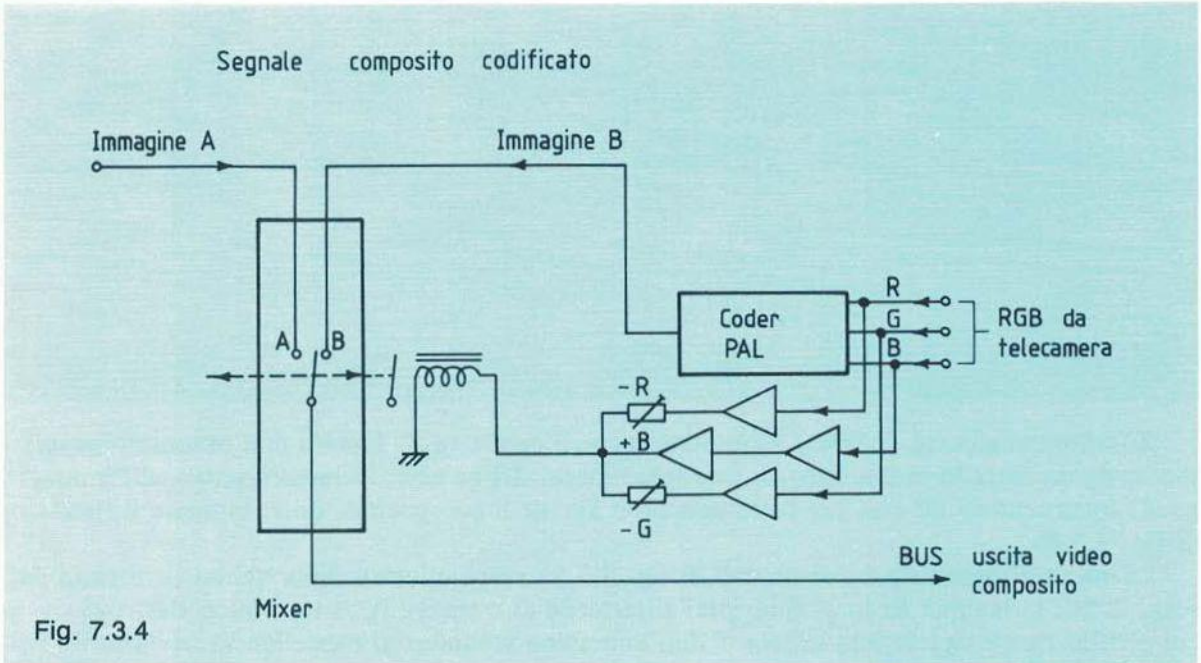


Fig. 7.3.4

Lo scopo dei due canali ( $-R$ ) e ( $-G$ ) regolabili in livello è di evitare «buchi» elettronici dovuti a zone bianche di immagine del segnale di chiave, in quanto il bianco contiene, evidentemente, i tre primari e quindi, nel caso specifico, *B*. In presenza di un'area bianca, *B* verrà bilanciato dalla somma ( $-R - V$ ).

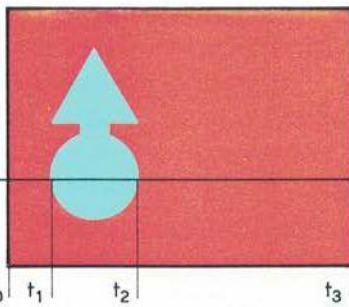
I mixer consentono anche, su richiesta, di ricavare dai segnali compositi i relativi *RGB*, mediante decodifica, ma è indubbio che, dopo tale operazione, essi risultano degradati, consentendo l'esecuzione di chroma-key di mediocre qualità. Infatti il residuo di sottoportante cromatica sui fronti dà luogo ad imperfetta commutazione così come, dovendo separare gli spettri di luminanza e crominanza, la loro ripidità non è mai ottimale, anche adottando filtri a pettine.

Questo è il motivo per cui le telecamere di studio, dove maggiormente viene impiegata la tecnica del chroma-key, prevedono, oltre al composito, anche l'uscita in *R, G, B*.

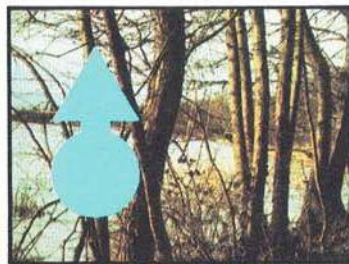
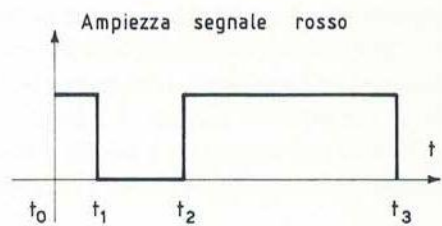
Prendendo in esame la fig. 7.3.5a, il soggetto dell'immagine *B* è posto innanzi ad uno sfondo colorato ed illuminato in modo omogeneo, evitando ombre sul fondale stesso. Il colore di fondo prescelto non deve necessariamente essere un primario, ma può essere una qualsiasi tinta. L'unico accorgimento da attuare in questa scelta è di evitare colori contenuti nel soggetto da intarsiare. Nel caso da noi proposto, il soggetto è posto davanti ad un fondale rosso, in quanto tale colore non è contenuto in nessun particolare dal soggetto stesso, che, per semplicità, abbiamo supposto interamente blu.



A Immagine di fondo



B Soggetto



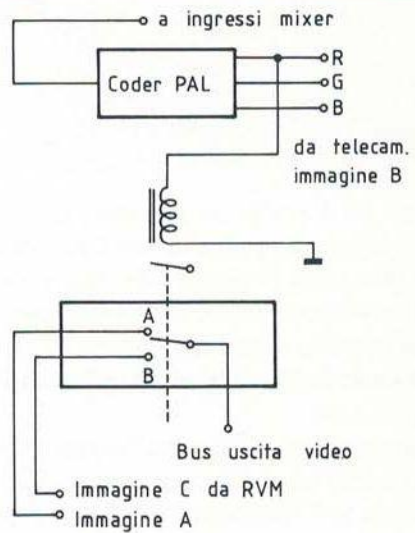
C Immagine su bus di uscita del chroma key



Immagine di fondo  
Immagine riempitivo chiave  
Soggetto chiave

c)

a)



b)

Fig. 7.3.5

Esaminando oscillograficamente una linea televisiva, per es. la linea  $n$  proposta in figura, si nota che, se il dispositivo è pilotato dal segnale di chiave *rosso* pertinente al video  $B$ , esso si presenta al massimo valore per tutto il tempo  $t_0 \div t_1$ , si annulla nel tempo  $t_1 \div t_2$ , per tornare massimo in  $t_2 \div t_3$ . È ovvio quindi che, sotto l'azione di detta informazione, nel tempo  $t_0 \div t_1$  sul bus di uscita è presente l'immagine di fondo  $A$ , nel tempo  $t_1 \div t_2$  l'immagine  $B$ , per tornare  $A$  in  $t_2 \div t_3$ .

È chiaro quindi che il croma (rosso nel caso specifico) ha determinato la commutazione; ora, se il dispositivo viene impiegato come in fig. 7.3.5b, il soggetto da intarsiare  $B$  funziona solo come segnale di chiave in modo che il «buco» da esso determinato possa essere riempito con un terzo segnale video (fig. 7.3.5c) che, nell'esempio, è il video composito  $C$  fornito da RVM.

Ovviamente i vari ritardi dovuti a differenti percorsi delle informazioni interessate vengono compensati con estrema esattezza nel mixer, in quanto anche piccoli ritardi, per es. tra chiave e riempitivo, risultano logicamente intollerabili.

Chroma-key sofisticati eliminano la tinta spuria residua del segnale di chiave, sommando durante il tempo  $t_1 \div t_2$  (fig. 7.3.5a), il medesimo segnale invertito, evitando i riflessi della tinta di fondo sul soggetto o buchi indesiderati nei punti del soggetto che eventualmente dovessero contenere la stessa tinta, regolando ovviamente la soglia di intervento del dispositivo.

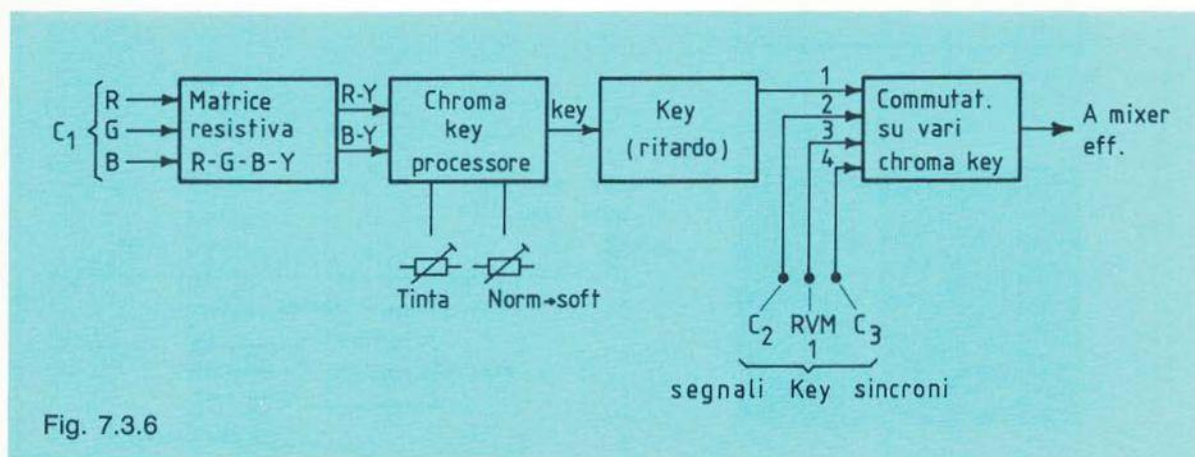


Fig. 7.3.6

La fig. 7.3.6 propone una soluzione a blocchi della scelta del segnale di chiave da avviare al mixer effetti per poter attuare il chroma-key.

Evidentemente il segnale di chiave determina il profilo del «buco elettronico» o chiave e quindi la commutazione, ma il riempitivo della chiave stessa può avvenire, come detto, mediante un segnale video differente da quello che ha determinato il segnale di commutazione, come nel caso dell'intarsio, o dell'esempio proposto in fig. 7.3.5a,b, con l'immagine definitiva di fig. 7.3.5c.

Sarà sufficiente sostituire l'ingresso  $B$  del mixer di fig. 7.3.4 con il video desiderato, purché ovviamente sincrono con  $A$  e  $B$ , fermi restando gli altri collegamenti. Un tipo di chroma-key come da noi illustrato è definito statico, in quanto non esiste alcuna correlazione di prospettiva tra le due immagini intarsiate.

Esistono pertanto dei dispositivi denominati «scene sync» dove tale inconveniente, per altro assai visibile su immagini di fondo in movimento, viene ovviato.



Un sistema consiste nell'impiego di una testata del carrello di supporto della telecamera, che fornisce l'immagine di fondo, servo-comandata in modo che possa eseguire i vari movimenti in sincronia prospettica con quella che inquadra il soggetto, oppure eseguendo chroma-key successivi (si impiegano normalmente mixer con più «banchi effetti») che prevedono piani diversi dell'inquadratura di sfondo, ottenuti mediante variazioni della lunghezza focale dell'ottica, ovviamente anch'esse sincrone con la variazione focale dell'ottica che inquadra il soggetto.

### 7.3.2 Struttura operativa del mixer

Un mixer video presenta una struttura operativa di base che ne costituisce il nucleo fondamentale; a seconda delle esigenze, delle case costruttrici e dell'impiantistica di inserimento in studio, tale struttura di base può certamente variare, pur ispirandosi comunque ad alcuni criteri basilari che qui riportiamo come soluzione molto generale:

- 1) Mixer effetti (ME). Sezione costituita da due bus di punti di commutazione e relativi comandi operativi (*Pulsantiera*).
- 2) Pulsantiera per la selezione del tipo di effetto (*Wipe*).
- 3) Leve che azionano i potenziometri di dissolvenza (*Fader*).
- 4) Comando di posizionamento degli effetti sul raster (*Joystick*).
- 5) Comandi operativi che agiscono sulle cromaticità del fondo e del riempitivo, con possibilità di variazione di tinta e saturazione (*Matte - Colour background*).
- 6) Pulsantiera di selezione delle "chiavi" per l'intarsio delle chiavi del chroma-key abbinata al composito (*key Iso 1...n*) o di chiavi esterne, generate da complessi che non abbiano necessariamente un segnale composito (per es. registrate in precedenza) (*key Ex 1...n*).
- 7) Bus di uscita del segnale di trasmissione (*PGM*).
- 8) Bus di preselezione che predispone il successivo segnale da inviare in trasmissione sia in stacco che attraverso sfumo; è prevista un'uscita monitoriale di controllo preventivo (*Preset-Preview, Pst-PW*).
- 9) Bus finale con relativi comandi a pulsante (*Downstream Keyer o Line Keyer*). Questo dispositivo è posto in serie al mixer ossia ai bus PGM, PST onde consentire, senza occupare ingressi al mixer, un ulteriore intarsio, generalmente per l'inserimento di scritte con un proprio bordatore della chiave ed un Matte. Il dispositivo può anche non essere sincrone; in tal caso si commuta solo per stacco.
- 10) Comandi di regolazione di soglia del chroma-key (*Clipper*) e di regolazione della sfumatura dei bordi delle chiavi (*Softness*).

Molti mixer posseggono una sezione denominata *Quad - split*, che consente di dividere il raster in quattro settori non necessariamente eguali, dove possono trovare collocazione parti di quattro diverse immagini, ovviamente sincrone.

Le divisioni verticali ed orizzontali del dispositivo sono rese variabili mediante comando operativo.

Dopo questa sintetica analisi che, ripetiamo ancora, è assai generale, presentiamo in fig. 7.3.7 uno schema a blocchi di un mixer video a 24 ingressi, costituito da tre banchi «effetti» ed un Downstream-key.

Da rilevare come l'uscita di ogni ME rientri sugli altri due, con possibilità di combinazioni estremamente duttili ed interessanti.

### 7.3.2 STRUTTURA OPERATIVA DEL MIXER

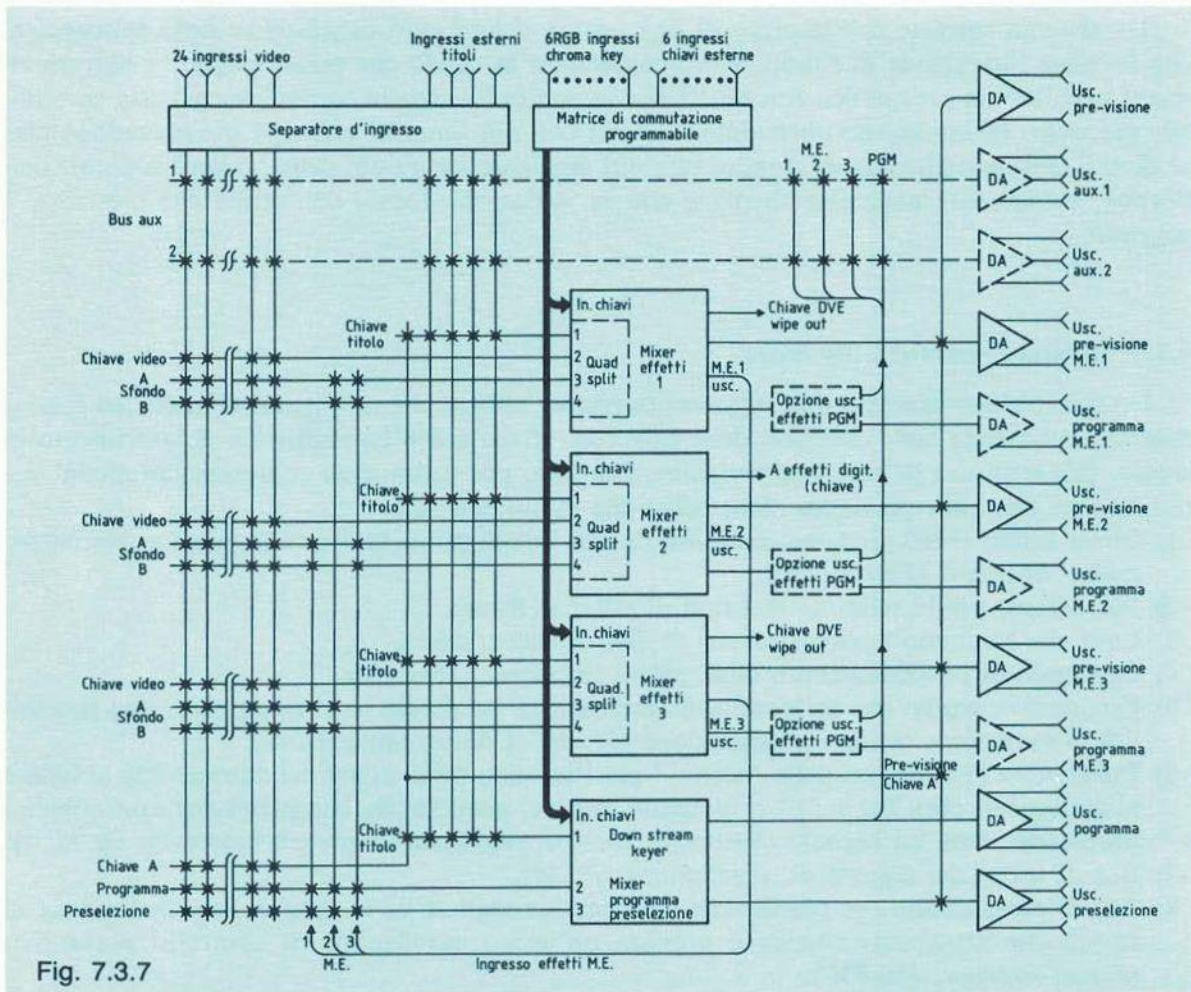


Fig. 7.3.7

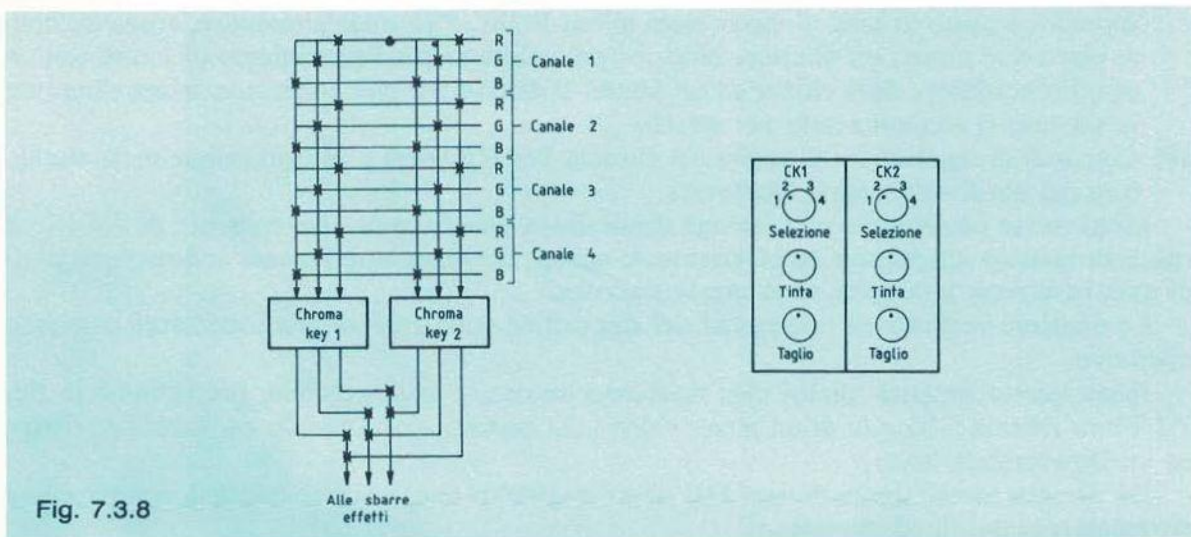


Fig. 7.3.8

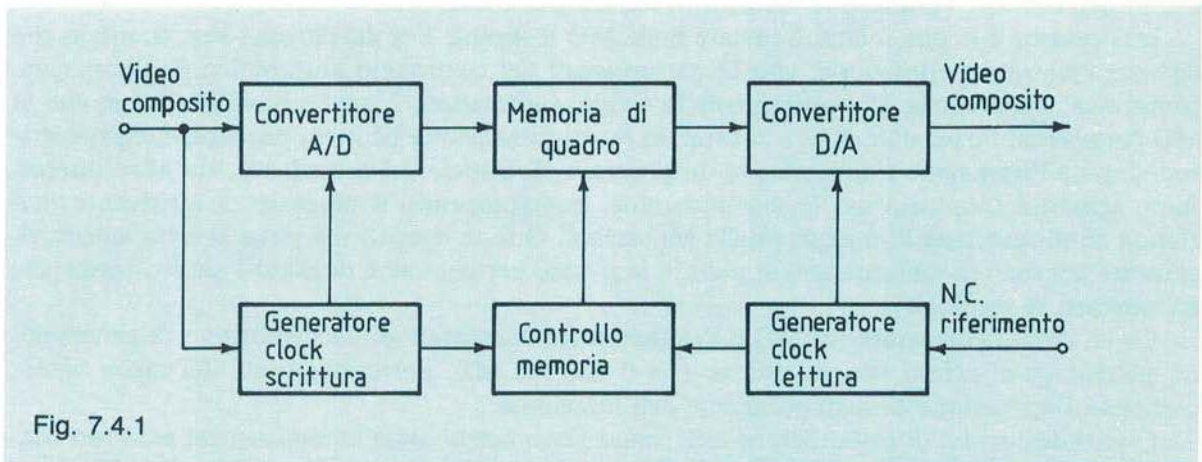
La fig. 7.3.8 propone il sistema di selezione chiavi a tre vie ( $R, G, B$ ) ed il relativo pannello con i comandi operativi.

#### 7.4 Effetti digitali

Nel capitolo 6° abbiamo esaminato l'impiego del TBC come elemento di ripristino della base tempi nei RVM: il suo funzionamento si basa sulla possibilità di convertire il segnale analogico in numerico per trattenerlo in memoria e «leggerlo» con la cadenza corretta, dettata dal nero colore di stazione. La capacità di memorizzazione necessaria risultava contenuta entro le *30 righe* televisive e, lavorando il dispositivo a metà dell'escursione, la correzione consentita era pertanto contenuta in  $\pm 15$  righe.

Ora, estendendo la capacità della memoria ad un intero quadro televisivo, risulta possibile, previa conversione A/D, memorizzare l'immagine televisiva completa, con il risultato di intervenire su di essa nel modo desiderato in quanto, proprio perché memorizzata, è disponibile ad essere trattata intervenendo su ciascun elemento di immagine in modo opportuno.

Questo è quanto avviene nella memoria di quadro M.Q., il cui schema a blocchi didattico è riportato in fig. 7.4.1.



Il segnale video codificato viene scritto in memoria con cadenza stabilita dal clock di scrittura, ricavato dai sincronismi di ingresso, con una sequenza logica di memorizzazione dettata dagli indirizzi di scrittura.

Poiché *2 semiquadri* contengono *595 righe* utili, ognuna delle quali espressa da circa *790 punti*, la capacità della memoria dovrà essere, campionando a *8 bit*, di:

$$790 \cdot 595 \cdot 8 \cong 3,8 \text{ Mbit}$$

Ne risulta un bit-rate pari a:

$$3,8 \cdot 25 = 95 \text{ Mbit/s}$$

Gli intervalli di nero privi di informazione video non vengono memorizzati ma ricostruiti con il clock dettato dal nero colore di riferimento, quando cioè il segnale numerico viene «letto» e quindi estratto dalla memoria.

A questo punto, il processo di conversione inverso riporta nuovamente in analogico il segnale video.

È chiaro come l'informazione di ogni pixel possa essere gestita nell'istante desiderato e nel modo più opportuno, in quanto è possibile sia ciclare l'informazione pertinente allo stesso quadro in loop chiuso, che leggerla un istante prima che l'elemento considerato venga sostituito da quello pertinente ad un quadro successivo.

Il segnale video in ingresso e quello in uscita dalla memoria non sono correlati né in frequenza né in fase, purché risultino ancora rispondenti alle norme di uno standard internazionale. Su tale principio funzionano i convertitori di standard, a prescindere dai sistemi di interpolazione tra le righe del semiquadro.

Pertanto segnali non sincroni possono essere resi tali in quanto verranno letti con un clock campione con la stessa filosofia adottata nel TBC, solamente che ora la capacità di memoria è superiore, pertinente ad un intero quadro.

Quindi i segnali che alimentano gli ingressi mixer, provenienti da sorgenti remote, transiteranno, previa preselezione, nella MQ per poter essere trattati ora come segnali locali. Questo è un impiego riduttivo della MQ, la quale trova piena applicazione nella costruzione di effetti elettronici, come precedentemente accennato.

Il più immediato effetto è la compressione o l'espansione dell'immagine sia in verticale che in orizzontale, variando le velocità di lettura della memoria.

Interessante è la possibilità di inviare nella MQ il segnale key del chroma-key, in modo che ne venga rilevata la posizione, con la conseguenza del centraggio automatico dell'immagine compressa, seguendone gli spostamenti in modo automatico; è anche possibile far sì che la MQ fornisca al mixer una chiave di intarsio la cui dimensione ed il cui posizionamento corrispondano all'immagine compressa, in un processo cioè duale del precedente. Un altro interessante effetto è costituito dal fermo immagine, interrompendo il processo di scrittura e riciclando continuamente l'immagine nella MQ stessa. Questa operazione viene attuata automaticamente nel caso di mancanza di segnali in ingresso, per cui viene riciclato l'ultimo frame che ha caricato la memoria.

Come si può constatare, la MQ è l'elemento fondamentale di un dispositivo di generazione elettronica di effetti che, in unione con il classico ME, parte integrante del mixer video, completa l'operazione di manipolazione dell'immagine.

Questi dispositivi di elaborazione elettronica sono ormai assai numerosi; essi possono consentire di lavorare sino a quattro segnali video contemporaneamente, introducendo effetti che incidono sulla prospettiva, sulla rotazione, sullo slittamento orizzontale, ottenendo effetti pregevoli. Alla base però di tutte queste e molte altre possibilità di elaborazione, sta il fatto che l'immagine può essere convertita in forma digitale, immessa in memoria, e da quel momento subire tutti i processi desiderati.

Inoltre nei mixer più recenti sono stati introdotti sistemi operanti a microprocessori che facilitano l'operatore nell'esecuzione di un programma prestabilito ed ovviamente preparato in precedenza, rendendo possibile l'invio in trasmissione di effetti anche assai complessi in rapida successione e che ovviamente non potrebbero essere eseguiti in tempo reale.

Introducendo un'interfaccia (microprocessore) tra l'operatore ed il mixer, è possibile eseguire tutte le operazioni manuali provate precedentemente, con calma e in modo accurato; si memorizzano le informazioni sia di set-up (vedi regolazioni di soglia del chroma-key) che di sequenza temporale, per richiamarle in un qualsiasi momento con un semplice comando.

Queste operazioni di memorizzazione e richiamo possono interessare tutte le parti signifi-

cative del Mixer, downstream keyer compreso, e mediamente la capacità di «magazzino» si aggira sulle 30 ÷ 50 combinazioni.

Anche su tali possibilità ci sembra inutile proseguire il discorso, in quanto sia la rapidissima evoluzione dei mezzi, sia l'ampiezza dell'argomento richiederebbero una trattazione specialistica che esula dagli scopi di questo volume.

## 7.5 Libreria digitale

Come immagine fissa di contributo ad un programma televisivo, sia esso irradiato in diretta che in differita, veniva impiegato l'analizzatore di diapositive, che presentava però i seguenti limiti:

- tempo di realizzazione della diapositiva
- numero limitato di immagini contenute nel carosello
- sensibile tempo di ricerca della diapositiva nel carosello.

Pertanto, sempre come conseguenza della ormai notevole facilità di convertire in numerico il segnale video, gli analizzatori di diapositive, in quegli studi che richiedono un elevato numero di immagini fisse, sono stati sostituiti dalle librerie digitali.

In linea di principio questo dispositivo si avvale di dischi Winchester ad alta densità di memoria, con testina magnetica di ricerca.

La fig. 7.5.1 riporta in a) lo schema a blocchi di registrazione mentre in b) quello di riproduzione. Il video in ingresso può essere composito ma, poiché il dispositivo opera in *RGB*, è possibile alimentarlo altresì con detti segnali.

L'informazione video viene comunque convertita in digitale ed immessa in una memoria di quadro il cui scopo è quello di «congelare» l'immagine e, attraverso un elaboratore di dati ed un disc-formatter, farla pervenire in modo leggibile ed accettabile al disco che la immagazzina definitivamente, dopo aver stabilito il numero di codice che identifica quella immagine.

L'immagine può essere registrata a pieno quadro o con risoluzione di un solo frame. Ogni disco ha una capacità di memoria di 300 semiquadri.

Nel processo di riproduzione, i dati proposti dal disco, la cui testina viene posizionata istantaneamente tramite il relativo codice sull'immagine desiderata, vengono interpretati dall'elaboratore dati, che avvia il contenuto del disco (immagine memorizzata) o alle due MQ, che alimentano i canali di programma, o al canale di edizione.

Nel primo caso le informazioni contenute nelle MQ vengono «lavorate» nel mixer digitale contenuto nella libreria stessa, consentendo l'esecuzione di effetti, dissolvenze, introduzione di bordi all'immagine, colorazione di eventuali chiavi, ecc., mentre nel secondo l'uscita della relativa MQ viene avviata alla conversione D/A in modo diretto. Tutte e tre le vie pertanto ripropongono il segnale nuovamente in analogico e convertono le informazioni *RGB* in forma codificata. Da segnalare che, mentre il dispositivo fornisce in uscita l'immagine di trasmissione, è in grado contemporaneamente di «catturare», convertire ed immagazzinare una qualsiasi immagine disponibile al suo ingresso. Sulla via edit è possibile, p. es., controllare le immagini che si stanno «catturando» e provvisoriamente immesse in memoria, mentre il dispositivo sta lavorando fornendo su PGM le immagini richieste.

Il dispositivo consente altresì di registrare e riproporre in numerico il contenuto del disco su nastro video magnetico (p. es. come archivio) o, viceversa, di riversare i dati da nastro su disco.

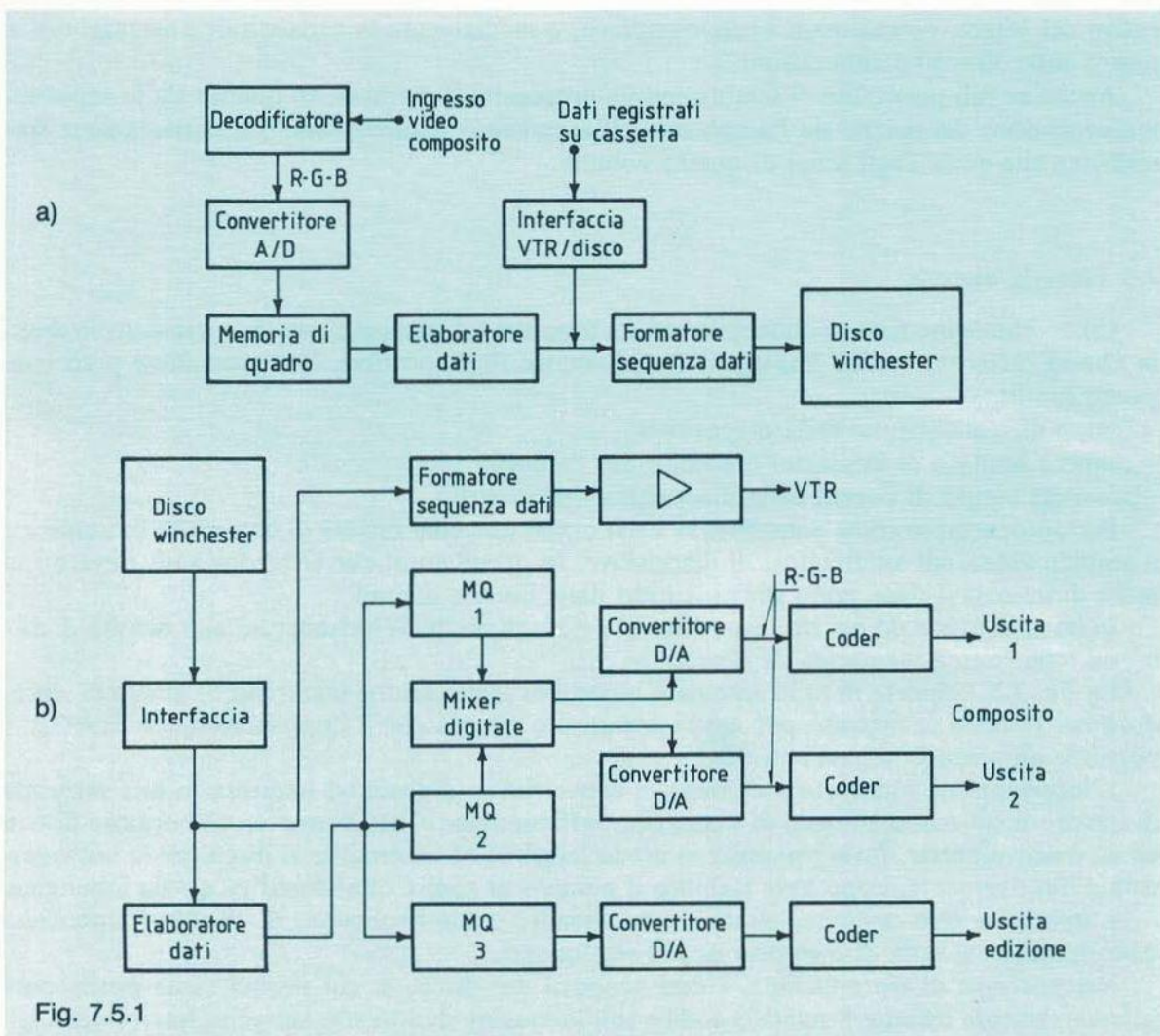


Fig. 7.5.1

Un'ora di nastro (videocassetta) contiene circa 1000 immagini, rendendo più agevole il trasporto di questo archivio di immagini fisse, anche se ovviamente la ricerca dell'immagine desiderata è assai più lenta. Pertanto la ricerca di trasmissione è fatta normalmente sul disco.

### 7.6 Messa in fase dei segnali video

Abbiamo più volte segnalato come sia importante la messa in fase dei segnali video, che ovviamente devono essere sincroni, onde poterli gestire nel mixer con piena libertà di esecuzione degli effetti, possibili solo, come ripetutamente rilevato, se la condizione suddetta è pienamente rispettata. Allo scopo il mixer dispone generalmente di un bus, sul quale vengono immessi tutti i segnali presenti sugli ingressi, adibito alla messa a punto delle fasi. Ovviamente tale bus, che alimenta la strumentazione necessaria (oscillografo, vettorscopio, monitor), può ovviamente essere adibito anche ad altri scopi possibilmente monitoriali.

La messa in fase dei segnali di ingresso al mixer di studio interessa, quindi, non solo quelli generati localmente, ma anche gli «entranti esterni» che, per definizione, non solo non sono in fase, ma risultano anche non sincroni. Poiché questi ultimi, per renderli tali prima di alimentare il mixer, vengono avviati a sincronizzatori MQ, è chiaro come la regolazione risulti automatica, purché venga compensata la lunghezza fisica del collegamento che separa gli apparati.

La relazione di fase riguarda sia quella di riga che di sottoportante in quanto, nell'ambito di segnali locali, non ha significato parlare di fase verticale.

Solo nel caso dei segnali remoti tale controllo trova giustificazione ma, poiché questi transitano nella MQ, il problema risulta automaticamente risolto anche sotto tale aspetto.

Poiché normalmente il cavo coassiale ritarda il segnale video di  $5 \text{ ns/m}$ , considerando che la frequenza di sottoportante PAL dà luogo ad una rotazione fasoriale unitaria di:

$$\frac{360^\circ}{225 \cdot 10^{-9}} = 1,6^\circ/\text{ns}$$

si ottiene che differenze di percorso di un solo metro danno luogo a  $8^\circ$  di variazione di fase. Quindi si rende indispensabile equalizzare non solo ritardi sull'orizzontale, ma anche sulla sottoportante, in quanto questi ultimi darebbero luogo a desaturazioni proporzionali al coseno dell'angolo di errore fasoriale.

Normalmente il riferimento è costituito dal nero colore di stazione che viene distribuito a tutti gli studi, salette di registrazione, post-produzioni, ecc., in quanto, mediamente, è il segnale che, essendo generato lontano (controllo centrale), compie maggior percorso e quindi contiene il maggior ritardo.

Infatti, poiché questo riferimento è eguale per tutti i generatori di immagine, tutte le altre informazioni presenteranno al mixer una relazione fasoriale anticipata rispetto al nero colore se, ovviamente, il collegamento tra punto di distribuzione di detto segnale ed il mixer è quello di maggior lunghezza.

Con riferimento oscillografico all' $H_0$  del sincronismo orizzontale, i ritardi vengono verificati ed equalizzati portando a coincidere lo stesso fronte del segnale comparato; questo ovviamente per ogni ingresso, mediante l'impiego di linee di ritardo sui sincronismi che provvedono ad alimentare il generatore d'immagini considerato. È bene evitare l'introduzione di linee di ritardo sul segnale video composito, data la notevole larghezza di banda richiesta.

Avvenuta l'equalizzazione di riga, si procede con il vettorscopio alla messa in fase della sottoportante, tenendo a riferimento ovviamente il burst alternato del nero colore. La messa in fase viene attuata agendo sugli sfasatori continui ( $360^\circ$ ), che normalmente sono inseriti nei generatori di immagini, altrimenti sarà sufficiente disporre di linee di ritardo equalizzanti entro i  $100 \text{ ns}$ , ottimizzando altresì in sede di impianto la lunghezza dei cavi. A tale proposito è bene che i collegamenti in *RGB* (p. es. per i segnali chiave del chroma-key) siano predisposti di eguale lunghezza, onde non perdere la relazione di fase relativa.

Per quanto riguarda i registratori video magnetici, il loro sfasatore continuo può essere comandato a distanza in modo da ottenere (previa equalizzazione *H*) anche per le macchine RVM la relazione di fase corretta.

## 8.1 Generalità

La produzione di programmi televisivi si avvale come visto di: studi, dove avviene la generazione vera e propria dall'informazione televisiva; post-produzioni, dove tale prodotto viene completato e reso trasmettibile; salette di montaggio RVM, dove le varie sequenze ed i contributi vengono montati secondo una «scaletta» prefissata; altri settori, come le sale di sincronizzazione, ecc.

Considerando inoltre il settore di «messa in onda», che gestisce le trasmissioni in differita, il complesso delle linee d'arrivo dei segnali video di contributo, di quelle in partenza verso i trasmettitori, ossia di tutto il complesso di informazioni video e audio, risulta chiaro come sia indispensabile un coordinamento ed un controllo centralizzato, sia tecnico che gestionale, di tutte queste informazioni.

L'insieme di tutti i settori menzionati costituisce quello che viene definito un centro di produzione televisivo.

La parte centralizzata di coordinamento, o controllo gestione operativa, viene definita controllo centrale, del quale desideriamo appunto dare un breve cenno.

Supponiamo altresì che le reti di diffusione da servire siano almeno due, che trasmettono ovviamente informazioni differenti, per cui si rende necessario prevedere uno «smistamento» dei programmi verso le utenze pertinenti.

Anche in questo caso accenniamo ad una soluzione generale, ma che evidentemente non è certo la sola, in quanto la struttura degli impianti centralizzati viene adeguata alle necessità ed all'ampiezza dei settori che su esso convergono e da esso vengono gestiti.

L'elemento fondamentale di un controllo centralizzato è costituito da una matrice audio-video a commutazione elettronica, la quale provvede ad alimentare i vari bus uscenti con le  $n$  informazioni entranti (fig. 8.1.1).

Tale elemento attivo ha lo scopo di consentire l'invio, verso l'utenza desiderata, di una qualsiasi informazione entrante al sistema, ovviamente mediante una commutazione «casuale», in quanto i segnali di ingresso provengono da sorgenti remote e pertanto tra loro non esiste relazione né di isofrequenzialità né, tanto meno, di fase.

Inoltre la commutazione tra le varie informazioni può avvenire, senza alcuna remora, in modo casuale, predisponendola durante un periodo di nero di immagine.

È chiaro che la commutazione non avverrà tramite effetto ma, come appena accennato, durante il nero creato sfumando il segnale video utilizzato in quell'istante ed in assenza di immagine. Dopo aver effettuato la commutazione, si porta l'informazione video successiva da zero al livello massimo.



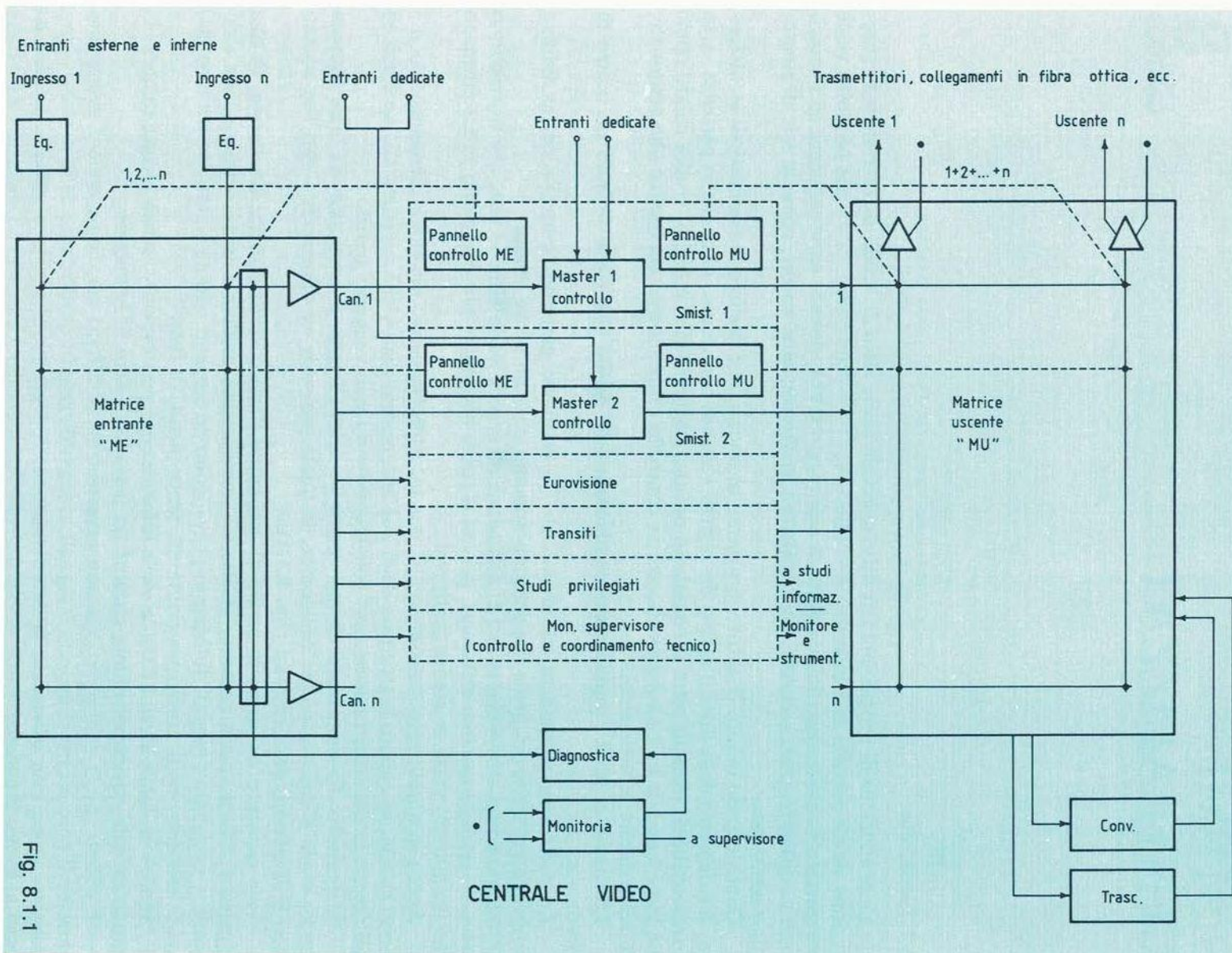


Fig. 8.1.1

Normalmente questa operazione viene attuata dal «master control», apparato assai simile ad un mixer, con la differenza che agisce sia sull'informazione video che su quella audio, in modo abbinato o libero a seconda delle esigenze.

Il controllo centrale, proprio per questa particolarità di «centralizzazione» operativa, contiene anche quegli apparati comuni attraverso i quali vengono alimentate tutte le utenze, che sono parte integrante del centro di produzione.

Ecco quindi la centralizzazione dei PG e relativi dispositivi di commutazione tra principale e riserva; dei distributori audio-video dei segnali che forniscono a tutti gli studi, salette di registrazione, post-produzioni, ecc., le informazioni utili richieste.

La figura 8.1.1 riporta una soluzione d'insieme del sistema centralizzato entranti-uscenti gestito da posti operativi equipaggiati con master-control.

Le linee entranti, che alimentano l'omonima matrice ME attraverso equalizzatori che compensano l'attenuazione dovuta alla lunghezza del cavo, forniscono sia i segnali provenienti dall'esterno del centro di produzione mediante ponti radio, cavi coassiali, fibre ottiche, sia le entranti interne come studi, salette RVM, sale di messa in onda, dove cioè sono ubicati tutti i videoregistratori preposti esclusivamente alla trasmissione, ecc.

Le linee uscenti o utilizzatori (trasmettitori, ponti video, reti di distribuzione in coassiale o fibra ottica) vengono gestite da una seconda matrice (MU), le cui entranti relative sono fornite dai posti operativi, denominati in figura: smistamenti 1 e 2 eurovisione, transiti.

Gli smistamenti sono equipaggiati, oltre che con il master control, anche con i comandi operativi agenti sulle ME ed MU.

Gli ingressi dei «master» sono alimentati da quei segnali dedicati, che normalmente interessano quella rete, costituita da determinati trasmettitori e ponti video di collegamento con altri centri.

In più, almeno un bus della ME costituirà l'informazione di un ulteriore ingresso del master, ognuno dei quali è alimentato con segnali dedicati ed avrà inoltre la possibilità di selezionare, su almeno un bus, uno qualsiasi degli  $n$  segnali entranti.

L'operazione di sfumo al nero, e susseguente riattivazione del segnale dopo commutazione, è consentita dal master, che ricordiamo ancora è un mixer video-audio, selezionando sulle relative sbarre PGM e PST le due informazioni da trattare.

Con manovra operativa mediante i pannelli di controllo di ME ed MU, viene attivato l'incrocio desiderato sul bus che alimenta il master-control, così come l'instradamento dell'uscita verso le utenze previste.

I transiti consentono il collegamento rigido senza sfumo o effetti tra un'entrante e le uscenti, senza impegnare un master control nei casi in cui non risulti necessario, così come avviene per quei transiti internazionali gestiti dal settore eurovisione (vedi fig. 8.1.1).

L'accesso alle entranti è possibile, mediante gestione diretta, agli studi adibiti all'informazione o a quegli studi che, per certi spettacoli, richiedono un numero discreto di contributi.

La monitoria di controllo viene utilizzata per verificare la correttezza tecnica del segnale (video e audio) delle entranti che alimentano il sistema, mentre un dispositivo di diagnostica facilita gli interventi di manutenzione in caso di avarie.

Una particolarità riguardante la MU è dovuta all'inserzione del convertitore di standard e del transcodificatore, per quei segnali che devono essere sottoposti a tale trattamento. Essi vengono alimentati con bus uscenti dalla MU e rientrano, come linee entranti, nella MU stessa.

Per quanto riguarda la centralizzazione dei PG, possiamo dire che questi sono generalmente ad elevata stabilità (oscillatori al rubidio) e naturalmente a fase zero dell' $H$  rispetto al-

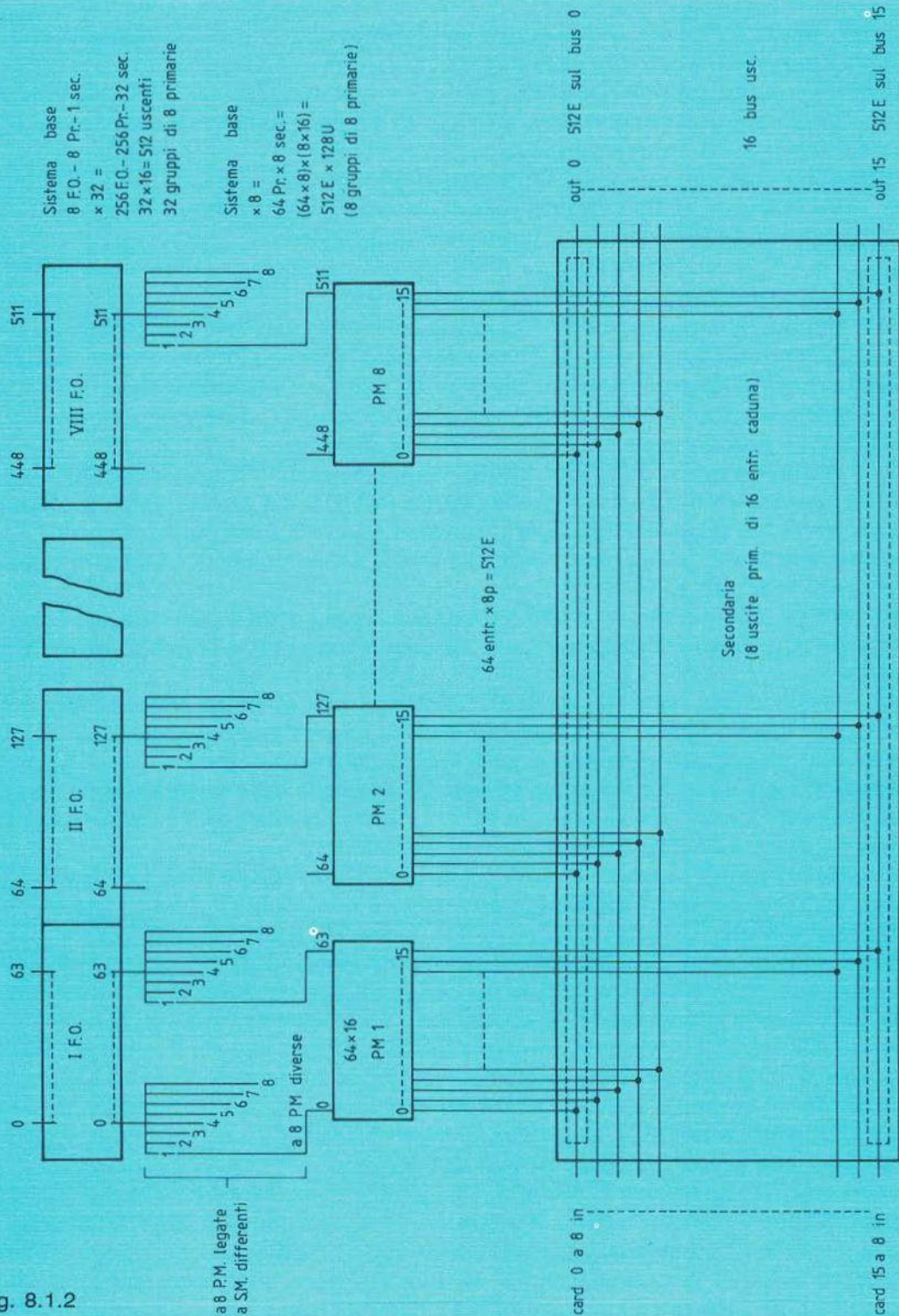


Fig. 8.1.2

la sottoportante, come accennato nel capitolo della registrazione video magnetica.

L'intero sistema entranti-uscenti è gestito tramite una logica di comando che, oltre ad offrire le segnalazioni di attivazione incroci, dello status della matrice in quell'istante, provvede a bloccare l'invio su un canale uscente di più di un'informazione, in quanto ogni utilizzatore deve ovviamente ricevere un solo segnale sia video che audio.

Il sistema si presenta molto interessante proprio sotto l'aspetto operativo in quanto, ad esempio, uno studio facente parte del centro può scegliere la successione delle informazioni di contributo agendo direttamente sul complesso ME, senza interessare altri settori.

Quindi anziché alimentare lo studio stesso con  $n$  linee di contributo, si possono portare la sola linea del bus uscente dalla ME ed il quadro di comando operativo (generalmente numerico e quindi in codice) per la scelta di volta in volta delle  $n$  entranti, semplificando così notevolmente l'impianto. Questa comodità sia operativa che costruttiva è particolarmente apprezzata, considerando che le  $n$  entranti possono anche superare il numero di cento, come avviene nella realtà.

Un altro grande vantaggio del sistema è dovuto alla sua modularità, per cui è espandibile operativamente, aggiungendo elementi combinatori sia alla ME che alla MU esistenti.

La fig. 8.1.2 completa questa nostra panoramica sui sistemi centralizzati, riportando la struttura «componibile» del sistema a matrice modulare realizzato dalla Grass Valley, che presenta la massima capacità operativa di  $512 \times 512$  video + audio, con quest'ultimo ovviamente mono o stereo, adeguando il numero di «piani» di commutazione.



**COMUNICAZIONE TELEVISIVA** Vol. 2