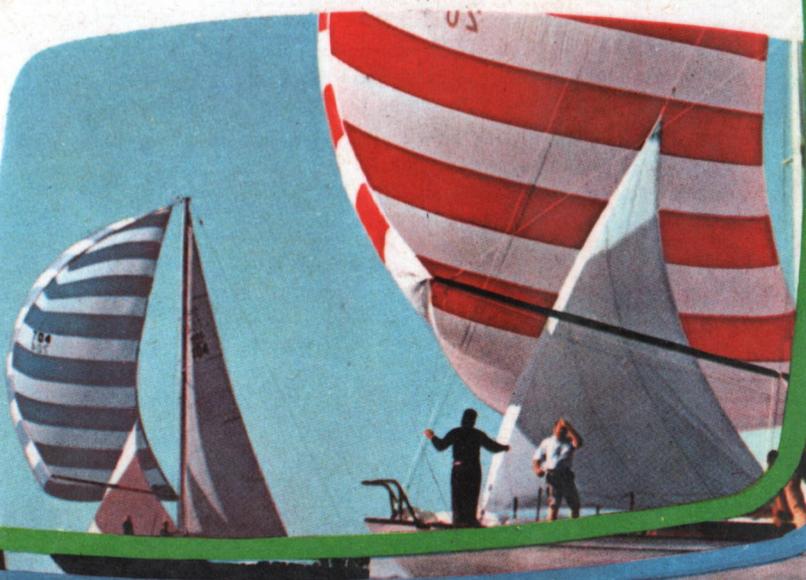




7

# CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

**NTSC  
PAL  
SECAM**



**COORDINATO DA ALESSANDRO BANFI**



CORSO INTEGRALE  
DI  
CORSO INTEGRALE  
DI  
TELEVISIONE A COLORI

IN 8 VOLUMI

PER LA TELEVISIONE

ANTONIO NARDI

NATALE BONI

HERBIE BLAN

GIORGIO S. TUMINO

EDITRICE  MILANO



CORSO INTEGRALE  
DI  
TELEVISIONE A COLORI

*Coordinato da Alessandro Banfi*

CON LA COLLABORAZIONE DI

ANTONIO NICOLICH

NATALE STUCCHI

HENRY SALAN

DONALD S. FLEMING



EDITRICE

MILANO

CORSO INTEGRALE  
DI  
TELEVISIONE A COLORI

Combinato da Alessandro Nanni

TUTTI I DIRITTI RISERVATI  
ALLA EDITRICE IL ROSTRO

©

ANTONIO MONTAGNA  
NATALE FUCINI  
HENRY FALAN  
DONALD S. FRANKO



## INDICE

### CAPITOLO 16

Il sistema SECAM di TV a colori . . . . .	545
Il metodo di decodificazione . . . . .	550
Pregi e difetti del sistema SECAM . . . . .	552
Preaccentuazione della caratteristica di frequenza per il segnale di colore (curva anticloche) e successiva deaccentuazione nel ricevitore (curva cloche)	553
Modulazione di ampiezza supplementare della portante di colore (correzione del cross color) . . . . .	553
Riassunto del principio del sistema SECAM . . . . .	555
Generalità sui regolatori del ricevitore . . . . .	558
Regolazione del contrasto . . . . .	562
Fedeltà dei colori . . . . .	566
Stabilità dell'accordo del discriminatore . . . . .	567
Prestazioni . . . . .	569
Conclusione relativa al mod. RS15 . . . . .	570
Il meccanismo delle inversioni e del sincronismo di colore nel sistema SECAM . . . . .	570
Descrizione del ricevitore RS15 di TV a colori . . . . .	574
Descrizione tecnica . . . . .	575
Amplificatore FI del canale audio - Circuito di C.A.F. . . . .	580
Amplificatore video . . . . .	580
Principio di funzionamento . . . . .	589
Amplificatore del canale audio . . . . .	592
Circuiti di deviazione . . . . .	593
Circuiti di estinzione (sezione deviazione ed E.A.T. 23 kV) . . . . .	597
Alimentazione . . . . .	597
Linea di ritardo CSF in acciaio per TV a colori SECAM . . . . .	597
Descrizione . . . . .	599
Un nuovo circuito di crominanza-luminanza per televisori SECAM . . . . .	599
Recenti perfezionamenti apportati al sistema di TV a colori SECAM . . . . .	601
Vecchi parametri di trasmissione . . . . .	601
Preaccentuazione . . . . .	603
Messa in forma del segnale per la trasmissione . . . . .	604
Risultati . . . . .	605
Il SECAM definitivo - Introduzione . . . . .	605
Caratteristiche conseguenti alle modifiche apportate . . . . .	610
Specificazioni del segnale di TV a colori SECAM III radiodiffuso secondo la norma L . . . . .	613

Segnali elementari . . . . .	614
Codificazione della cromaticanza . . . . .	614
Formazione del segnale video composto . . . . .	618
Allegato A . . . . .	620
Allegato B . . . . .	621
Prescrizioni per i ricevitori di TV a colori secondo il sistema SECAM III . . . . .	621
Specificazioni relative ai circuiti di decodificazione dei ricevitori SECAM . . . . .	623

## CAPITOLO 16

### Il sistema SECAM di TV a colori.

Nel 1958 Henry de France propose in un articolo apparso sulla rivista francese *l'Onde Électrique* Vol. 38, N. 375, pag. 479-483, intitolato « Il sistema di televisione a colori sequenziale-simultaneo », un nuovo sistema le cui caratteristiche essenziali sono sintetizzate nel suo nome: SECAM = *sequentiel à mémoire*. Il sistema è naturalmente fondato sugli stessi principi del sistema NTSC per quanto riguarda l'impiego dei segnali di luminanza e dei segnali differenza di colore, ma si diversifica per le modalità di trasmissione di questi ultimi.

Anche col SECAM i tre colori primari rosso, verde e blu vengono mescolati per formare il normale segnale bianco e nero chiamato segnale  $Y$  di luminanza, che assicura la compatibilità del sistema, nel senso di permettere la ricezione in bianco-nero delle emissioni in colore, da parte dei ricevitori per TV monocromatica. Insieme col segnale  $Y$  vengono trasmessi altri due segnali, detti di crominanza:  $R - Y$  e  $B - Y$ , ricavati dal rosso e dal blu oltre che dall' $Y$ . Nel ricevitore si possono ricostituire, sfruttando questi tre segnali ed elaborandoli nell'unità decodificatrice, i tre colori primari rosso, verde e blu, in modo da riprodurre l'immagine colorata sullo schermo del tubo catodico tricromico. E fin qui nulla di nuovo rispetto al sistema NTSC. La novità del processo SECAM risulta dal fatto che i segnali  $R - Y$  e  $B - Y$  non sono trasmessi simultaneamente, ciò che garantisce che essi non si mescolino sconvenientemente, e la resa dei colori risulta pienamente fedele. Non essendo i segnali di crominanza trasmessi simultaneamente, viene assicurata l'indipendenza del sistema dalla variabilità delle condizioni di trasmissione mediante l'impiego della modulazione di frequenza (MF), che non sarebbe possibile se  $R - Y$  e  $B - Y$  fossero trasmessi simultaneamente.

Allora le funzioni dell'unità di decodificazione sono:

1) rendere simultanei i tre segnali sequenziali  $Y$ ,  $R - Y$  e  $B - Y$ , perchè questa è la condizione necessaria per ricostruire i tre colori primari rosso, verde e blu;

2) demodulare i segnali di crominanza; il segnale  $Y$  di luminanza viene demodulato col normale processo impiegato nella TV in bianco e nero.

Per svolgere questa duplice funzione, l'unità di decodificazione (decoder) comprende essenzialmente una « memoria » e due discriminatori di frequenza. L'esperienza ha dimostrato che durante l'analisi di un'immagine televisiva l'occhio è incapace di discernere se  $R - Y$  o  $B - Y$  variano da una riga alla successiva. Allora si possono sfruttare indifferentemente  $R - Y$  o  $B - Y$  per due righe adiacenti. La fig. 337 dimostra come la memoria, consistente in una linea di ritardo, possa ricostituire i segnali simultanei, a partire dai segnali trasmessi sequenzialmente una riga dopo l'altra. A motivo di questa ripetizione dei segnali trasmessi, i colori vengono naturalmente diffusi in senso verticale. Da un grande numero di esperimenti fatti allo scopo di indagare questo effetto, è risultato che tale approssimazione è perfettamente valida.

L'errore risultante è visibile solo in casi molto particolari e assai raramente in scene naturali.

Il commutatore doppio, che trasmette i segnali cromatici diretto

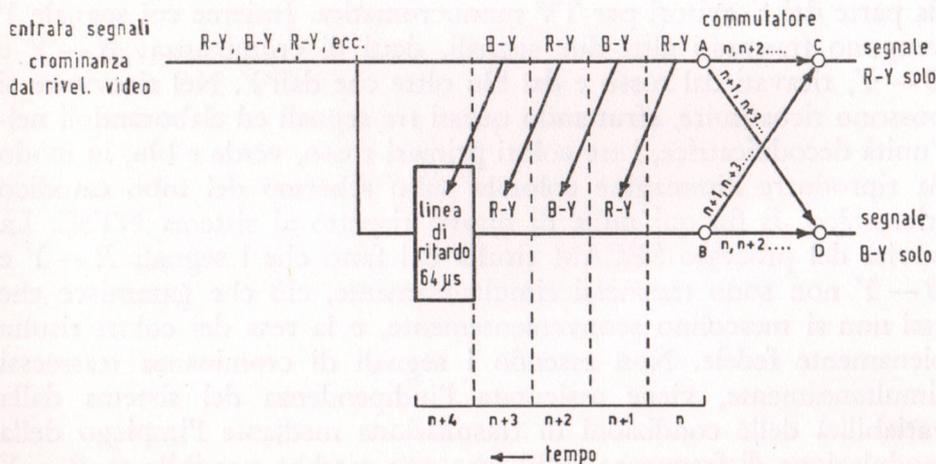


FIG. 337. Trasformazione dei segnali sequenziali in simultanei.

e ritardato all'uscita  $R - Y$  e  $B - Y$ , è azionato a frequenza di riga da un flip-flop bistabile, non mostrato in figura.

La seconda funzione di demodulazione è svolta per ciascun canale,  $R - Y$  e  $B - Y$ , da un discriminatore limitatore, il cui circuito di principio è mostrato in fig. 338. Come avviene normalmente per la modulazione di frequenza, questo dispositivo assicura un livello altamente costante del segnale demodulato di uscita, ed è indipendente, entro vasti limiti, dal livello della sottoportante di colore applicata al punto  $C$ .

Il livello della subportante al punto  $A$  è costante e può essere modificato semplicemente variando la tensione di polarizzazione dei diodi (punto  $B$ ). Questa caratteristica comporta una differenza essenziale rispetto ai sistemi a modulazione di ampiezza e conferisce un fattore di stabilità e di automaticità alla ricezione dei segnali cromatici.

Si è detto che col SECAM la trasmissione dei segnali differenza di colore (generalmente designati coi simboli  $D_R$  e  $D_B$ ) avviene alternativamente con eguale ampiezza corrispondente al valore massimo, cioè  $D_R$  e  $D_B$  vengono trasmessi uno dopo l'altro nel tempo, ciascuno per la durata di una riga ( $64 \mu\text{sec}$ ).

Il sistema si basa su questo concetto: il sistema di trasmissione NTSC impiega, per la trasmissione dell'informazione cromatica, larghezze di banda relativamente strette; con un ricevitore equibanda si adottano infatti bande di solo  $0,7 \div 1$  MHz per i segnali  $I'$  e  $Q'$ . La ristrettezza della larghezza di banda significa che la risoluzione trasmis-

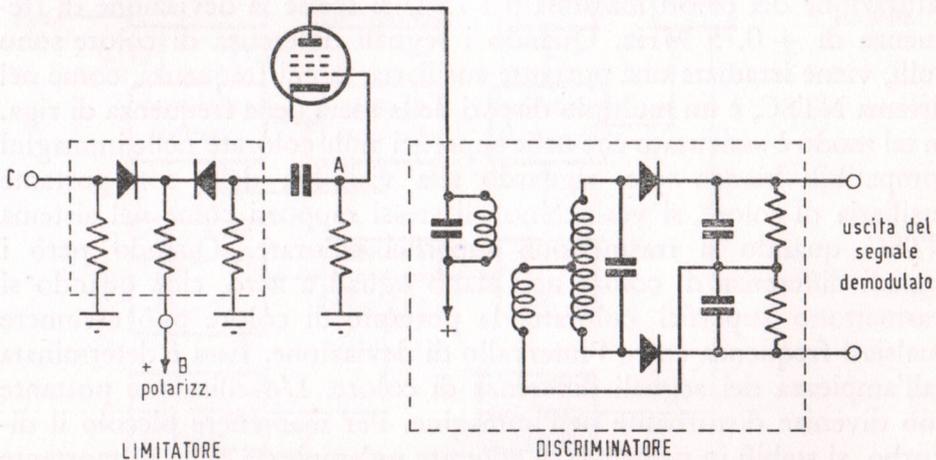


FIG. 338. Circuito di demodulazione di ciascun canale di cromaticanza.

sibile, specialmente per le transizioni di colore in senso orizzontale, risulta diminuita. Ora è noto che per la trasmissione di linee di contorno che sono poco inclinate rispetto all'orizzontale, occorre una banda di frequenze più piccola di quella necessaria per la trasmissione di profili verticali. La risoluzione trasmissibile per linee oblique è perciò maggiore che per le linee verticali, e precisamente tanto più grande quanto maggiore è l'angolo di inclinazione rispetto alla verticale. Essa viene limitata solo dall'elettronottica, per linee poco inclinate rispetto all'orizzontale (per es.  $10^\circ$ ). È importante adattare tra loro, la risoluzione orizzontale e quella verticale, ciò che si effettua come si dirà un po' più avanti. Supponiamo che durante l'analisi della prima riga della prima trama venga trasmesso dal trasmettitore il segnale  $R' - Y' = D'_{R'}$ . Durante l'analisi della seconda riga della prima trama o, ciò che fa lo stesso, della terza riga dell'immagine completa, viene trasmesso il segnale  $B' - Y' = D'_{B'}$ . I segnali differenza di colore, mediante un commutatore elettronico, che viene azionato durante l'intervallo di cancellazione del video segnale dopo ciascuna riga, vengono applicati a un filtro passa basso. La larghezza di banda del filtro passa basso deve essere 0,7 MHz. Originariamente per la trasmissione si utilizzò la modulazione di ampiezza di una portante di crominanza, la cui frequenza era un multiplo dispari della metà della frequenza di riga. Poiché però la modulazione di ampiezza da un lato è soggetta a disturbi, e dall'altro, con la sua adozione, distorsioni non lineari nel canale di trasmissione possono condurre a false tinte, al posto della modulazione di ampiezza si impiegò la modulazione di frequenza. Per una saturazione dei colori massima del 75% si scelse la deviazione di frequenza di  $\pm 0,75$  MHz. Quando i segnali differenza di colore sono nulli, viene irradiata una portante ausiliaria, la cui frequenza, come nel sistema NTSC, è un multiplo dispari della metà della frequenza di riga. In tal modo è assicurato che nelle superfici non colorate nelle immagini compatibili bianco-nere, riguardo alla visibilità della sottoportante ausiliaria di colore, si verifichino gli stessi rapporti come nel sistema NTSC quando si trasmettono superfici colorate. Quando però i segnali differenza di colore non siano uguali a zero, cioè quando si trasmettono superfici colorate, la portante di colore può assumere qualsiasi frequenza entro l'intervallo di deviazione. Essa è determinata dall'ampiezza dei segnali differenza di colore. L'oscillazione portante può divenire disturbante nell'immagine. Per mantenere piccolo il disturbo, si stabilì in principio di adottare un'ampiezza della subportante uguale al 16% dell'ampiezza del segnale di luminanza.

Per il segnale che viene applicato al trasmettitore per la modulazione valgono le seguenti relazioni:

$$e = E'_Y + A \cos \varphi(t) \quad (1)$$

$$\varphi(t) = \int 2\pi (f_0 + E'_F f_{max}) dt \quad (2)$$

qui  $f_0$  è la frequenza della portante di crominanza e

$$E'_F = 1,12 D'_B \quad \text{ovvero} \quad 1,41 D'_R \quad (3)$$

Il segnale di informazione del colore  $E'_F$  si alterna con la metà della frequenza di riga.

La fig. 339 mostra lo schema di principio del codificatore (coder). I segnali  $E'_R$ ,  $E'_B$  e  $E'_V$  vengono applicati ad una matrice per la formazione dei segnali differenza di colore. I segnali  $D'_R$  e  $D'_B$  vengono entrambi addotti, per mezzo di un commutatore elettronico, alternativamente ad un filtro passa basso, per effettuare la limitazione della larghezza di banda per es. fra 0,7 e 1 MHz. Seguono una preaccentuazione in funzione della frequenza, come si dirà più sotto, il modulatore di frequenza con un limitatore, un filtro e un modulatore di ampiezza, le funzioni dei quali verranno pure spiegate un po' più avanti. Il segnale di luminanza arriva, attraverso una compensazione di ritardo per l'adeguamento del suo tempo di transito al ritardo di tempo condi-

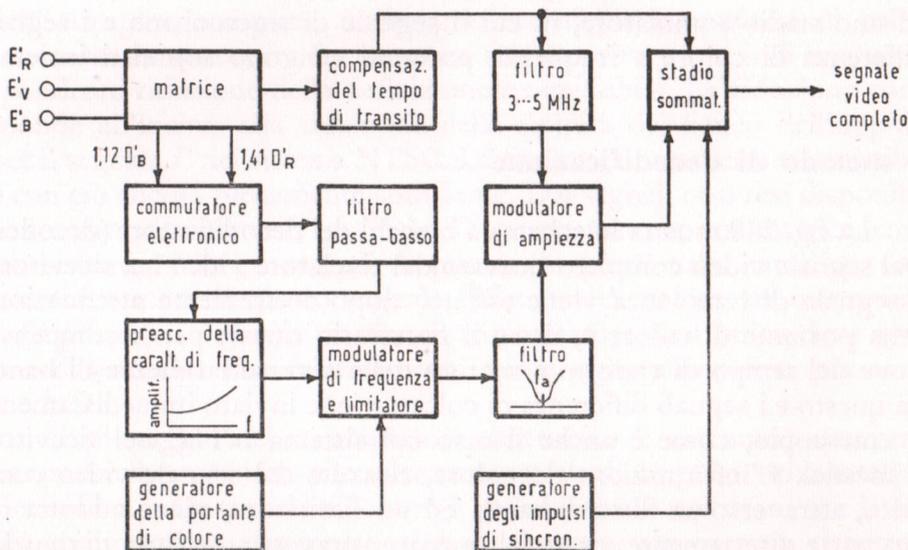


FIG. 339. Schema a blocchi di un codificatore per il sistema di trasmissione SECAM.

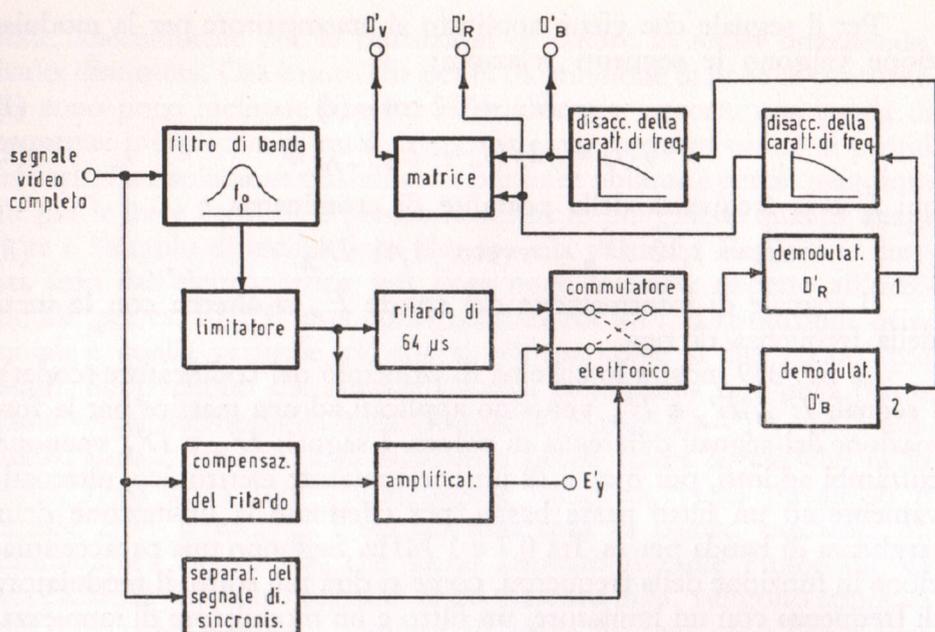


FIG. 340. Schema a blocchi di un decodificatore per il sistema SECAM.

zionato dalla limitata larghezza di banda dei segnali differenza di colore, ad uno stadio sommatore, in cui il segnale di sincronismo e i segnali differenza di colore a frequenza portante vengono sommati insieme.

## Il metodo di decodificazione

La fig. 340 mostra lo schema a blocchi del decodificatore (decoder). Dal segnale video completo ricavato dal rivelatore video nel ricevitore, il segnale di luminanza viene estratto dopo conveniente attenuazione della portante di colore e, dopo il necessario ritardo per la compensazione del tempo di transito a motivo delle diverse larghezze di banda fra questo e i segnali differenza di colore, viene inviato immediatamente al cinescopio, come è anche il caso col sistema NTSC nei ricevitori domestici. L'informazione del colore, ricavata dal segnale video completo, attraverso un filtro di banda ed un limitatore, viene addotta da una parte direttamente, da un'altra parte attraverso una linea di ritardo, ad un commutatore elettronico, che estrae i segnali a frequenza portante

$D'_R$  e  $D'_B$ . Per la dilazione temporale di 64  $\mu$ sec viene utilizzata una linea di ritardo a ultrasuoni. Per ottenere in riproduzione la completa formazione dell'immagine colorata, i due segnali differenza di colore devono essere simultaneamente presenti. Ciò viene ottenuto nel modo seguente.

Il commutatore elettronico invia il segnale ritardato e quello non ritardato di riga in riga alternativamente a due vie, che conducono alla matrice. La via 1 si trova, con ciò, per la durata di una riga alternativamente all'uscita della linea di ritardo e per la riga successiva all'uscita diretta. Per la via 2 la sequenza temporale è invertita. Se per es. si trasmette diciamo  $D'_R$ , questo  $D'_R$  arriva sulla via 1 direttamente alla matrice. Per la durata della riga precedente il segnale  $D'_B$  era stato inviato al ritardatore, così che durante l'analisi della riga considerata per prima, il segnale  $D'_B$  della riga precedentemente analizzata viene contemporaneamente applicato alla matrice sulla via 2. Se ora al lato trasmittente il commutatore elettronico agisce su  $D'_B$ , durante la trasmissione di questa riga, il segnale ritardato  $D'_R$  è presente simultaneamente all'uscita del ritardatore provenendo dalla riga precedente. Poichè nello stesso istante anche il commutatore elettronico al lato ricevente agisce,  $D'_R$  ritorna sulla via 1. I segnali differenza di colore  $D'_R$  e  $D'_B$  presenti simultaneamente vengono prelevati tutti e due nell'analisi delle righe successive adiacenti. Queste sono per es. le righe 1 e 3 di una trama. Ne consegue che si origina, guardando nel senso verticale dell'immagine completa, un'integrazione dell'informazione di colore attraverso la spaziatura fra la prima e la terza riga e quindi una corrispondente riduzione della definizione trasmissibile. La riduzione corrisponde all'incirca alla riduzione della ripidità del fianco dell'impulso per il segnale  $I'$  nel sistema NTSC. La risoluzione verticale trasmissibile è con ciò ancora pienamente sufficiente. Dai segnali così resi disponibili contemporaneamente  $E'_Y$ ,  $D'_R$  e  $D'_B$  si ricavano in una matrice, come nel sistema NTSC, i segnali di pilotaggio per il tubo catodico. Ora, affinché sempre il giusto segnale differenza di colore sia commutato sulla giusta via verso la matrice, il commutatore elettronico deve avere una determinata fase relativamente a due righe successive, per es. la 1 e la 3.

Il pilotaggio del commutatore elettronico è ottenuto, attraverso un multivibratore bistabile, direttamente dagli impulsi orizzontali di sincronismo. Questo da solo non è sufficiente ad assicurare che la fase del commutatore elettronico al lato ricevente sia corretta rispetto a quella del commutatore al lato trasmittente.

Il commutatore del ricevitore può essere in fase o in opposizione. Per garantire la corretta fase, originariamente si trasmetteva un impulso ogni due righe, che determinava univocamente la relazione di fase. Recentemente si sono adottati solo impulsi di controllo in ogni seconda riga per la durata di 4 righe nel tempo della soppressione verticale. Il controllo della correttezza di fase avviene quindi ancora solo di trama in trama. Ciò ha l'inconveniente che il commutatore può funzionare quasi per un'intera trama con fase errata, quando per es. esso sia stato azionato una volta da un impulso disturbante, sostituitosi a quello di sincronismo, all'inizio della trama. Fase errata significa colori sbagliati. La sincronizzazione nella giusta fase del commutatore elettronico del ricevitore avviene nel seguente modo: durante la soppressione verticale viene trasmessa per la durata di quattro righe, con interruzioni per la soppressione orizzontale, un'oscillazione portante di colore, la cui ampiezza è uguale a quella del segnale di sincronizzazione del colore. La sua fase è uguale a quella del vettore  $+ E_T \cos(\omega t + 33^\circ)$ .

La sequenza delle righe durante quattro trame è:

- 1<sup>a</sup> trama: 7, 9, 11, 13
- 2<sup>a</sup> trama: 319, 321, 323, 325
- 3<sup>a</sup> trama: 8, 10, 12, 14
- 4<sup>a</sup> trama: 320, 322, 324, 326.

Le oscillazioni vengono separate dal segnale completo per mezzo di un impulso di ritorno verticale e controllano la polarità del commutatore di fase funzionante in sincroriga per il segnale  $I'$ .

### Pregi e difetti del sistema SECAM

Il vantaggio più importante del sistema SECAM rispetto al sistema NTSC è la sua insensibilità agli spostamenti di fase dipendenti dall'ampiezza. La tinta nell'immagine è invero determinata da due valori di frequenza distanziati nel tempo tra loro di 64  $\mu$ sec, cioè dalle deviazioni di frequenza rispetto ad una condizione di riposo della frequenza  $f_0$ , che esprime l'assenza di colore. I valori di frequenza non possono essere influenzati dalle caratteristiche del canale di trasmissione.

Nella primitiva esecuzione con semplice modulazione di frequenza si manifestarono alcuni inconvenienti per l'immagine compatibile in bianco-nero. La portante di colore non è più vincolata alla frequenza di scansione orizzontale e diviene perciò più fortemente visibile. La

sua ampiezza per il nero o il bianco non è uguale a zero, come col sistema NTSC. Un altro inconveniente inoltre è che l'ampiezza della portante di colore è relativamente piccola, ciò che ha per conseguenza una maggiore sensibilità ai disturbi. Inoltre, in seguito alla somma del segnale di colore e delle alte frequenze video, si genera modulazione incrociata fra luminanza e segnale di crominanza. Si è cercato negli ultimi anni di evitare questi inconvenienti e si sono potute ottenere, mediante speciali precauzioni, all'incirca le proprietà del sistema NTSC.

### **Preaccentuazione della caratteristica di frequenza per il segnale di colore (curva anticloche) e successiva deaccentuazione nel ricevitore (curva cloche)**

Queste misure speciali sono note nella radiotrasmissione a o.u.c. e riguardano il miglioramento del rapporto segnale-disturbo per le alte frequenze rispetto alle basse frequenze. Si raggiunge un miglioramento del rapporto segnale-disturbo di 2÷3 dB ed una corrispondente diminuzione delle distorsioni non lineari provocate dalla caratteristica di pilotaggio. Il rapporto dell'ampiezza minima a quella massima è 11,5 dB. In seguito all'uso dell'accentuazione delle alte frequenze, la deviazione di frequenza per le frequenze basse può essere ridotta a 350 kHz. Con questa diminuzione della deviazione, il guadagno del rapporto segnale-disturbo viene quasi esattamente compensato dalla sopraelevazione delle alte frequenze. L'essenziale di questa misura precauzionale è che la struttura dovuta al disturbo della portante di colore presente nell'immagine compatibile diviene meno visibile. Al lato ricezione, la compensazione dell'accentuazione della caratteristica di frequenza viene ottenuta con un semplice dispositivo composto di resistenze e di una capacità, che sono poco critiche (curva cloche).

### **Modulazione di ampiezza supplementare della portante di colore (correzione del cross color)**

Una seconda misura adottata è una modulazione di ampiezza della portante di crominanza. In origine l'ampiezza della portante di colore era il 16% dell'ampiezza del bianco-nero. Se si abbassa la portante di crominanza al 10%, per la frequenza della portante di colore adottata di 4,43 MHz, il disturbo dovuto alla portante di colore viene ulteriormen-

te diminuito nell'immagine compatibile per aree non colorate. Per la massima deviazione di frequenza di 0,35 MHz, l'ampiezza cresce di 6 dB. La modulazione di ampiezza può essere ottenuta con un circuito risonante, che per es. si trovi nel circuito anodico del tubo elettronico, alla cui griglia viene applicato il segnale modulato in frequenza. Dunque, relativamente alle frequenze delle bande laterali, quando viene trasmesso un impulso, le ampiezze delle oscillazioni delle bande laterali vengono sopraelevate, mentre l'ampiezza della portante viene corrispondentemente attenuata. L'effetto è uguale a quello che viene ottenuto mediante l'accentuazione della caratteristica di ampiezza-frequenza al crescere della frequenza per il segnale differenza di colore a videofrequenza. Nel ricevitore questa distorsione viene effettuata di nuovo ma in senso opposto, per ricavare il segnale originale. Con questo dispositivo il rapporto segnale-disturbo viene ulteriormente migliorato. Il miglioramento si aggira sui 5 dB. Si può obiettare contro il sistema che per grande deviazione di frequenza l'ampiezza relativa a 4,43 MHz viene aumentata di 6 dB e che con ciò interviene un peggioramento nell'immagine compatibile della visibilità della portante di colore. Questo peggioramento non ha in pratica alcun effetto, perchè con la maggior parte delle immagini la saturazione dei colori rimane relativamente piccola e si raggiunge una grande deviazione di frequenza solo con colori fortemente saturati.

Un secondo motivo per un'ulteriore modulazione di ampiezza supplementare è la modulazione incrociata fra il segnale di colore e le oscillazioni di alta frequenza nel segnale di luminanza. Queste oscillazioni si sommano semplicemente al segnale di colore e influenzano statisticamente i suoi valori di frequenza e quindi i colori nell'immagine ricevuta. L'influenza è tanto più forte, quanto maggiore è il rapporto della tensione di disturbo generata dal segnale di luminanza al segnale utile (segnale di crominanza a frequenza portante). L'importanza della modulazione incrociata dipende in gran parte dal contenuto dell'immagine trasmessa ed ha un effetto specialmente nella trasmissione dei contorni o di dettagli fini dell'immagine, per es. di reticoli lineari. Per la diminuzione della modulazione incrociata è previsto nel codificatore un modulatore di ampiezza, col quale la portante di colore viene modulata con le frequenze che sono contenute nel segnale di luminanza nell'ambito della larghezza di banda da 3 a 5 MHz. Esso amplifica la tensione di uscita del segnale di colore, quando intervengono le frequenze entro la banda suddetta nel segnale di luminanza. A questo modo viene diminuita l'entità del disturbo del colore.

Nelle fig. 339 e 340 sono indicati i dispositivi descritti in questo paragrafo.

## Riassunto del principio del sistema SECAM

L'informazione del colore viene trasmessa modulando in frequenza una sottoportante alternativamente coi segnali differenza di colore  $D'_R$  e  $D'_B$  rispettivamente proporzionali a  $E'_R - E'_Y$  e a  $E'_B - E'_Y$ ; il passaggio dall'uno all'altro segnale si effettua per ogni trama alla fine delle righe; in altri termini si può dire che in una trama di analisi televisiva le righe successive vengono utilizzate per trasmettere esclusivamente, ma alternativamente, il segnale di luminanza e il segnale  $D'_R$  da una parte, il segnale di luminanza e il segnale  $D'_B$  dall'altra parte.

La portante di crominanza viene modulata in frequenza durante ciascuna riga dunque solo da un segnale differenza di colore. Con ciò si è ottenuta per i colori una forma di trasmissione esente dagli errori della trasmissione stessa. Con la modulazione di frequenza però la portante, diversamente dal sistema NTSC, sarebbe presente sempre con la piena ampiezza anche con colori poco saturati e in conseguenza ancora sensibilmente visibili. Con una serie di misure supplementari si è riusciti a mantenere la visibilità della portante del colore nel ricevitore per bianco-nero piccola come nel sistema NTSC. Una riduzione dell'ampiezza della portante di colore, corrispondente alla riduzione della saturazione dei colori, è stata ottenuta con una sorta di modulazione di ampiezza supplementare. Un circuito di assorbimento accordato alla frequenza centrale della portante modulata in frequenza dà al segnale, per il relativo campo di frequenze, quando la saturazione è piccola, una ridotta ampiezza della portante. È però certo che questa portante, in contrasto col sistema NTSC, non si annulla con immagini non colorate; tuttavia l'inconveniente è stato così minimizzato, che la compatibilità è all'incirca uguale a quella del sistema NTSC.

Una predistorsione funzione della frequenza dei segnali modulanti in trasmissione e la deaccentuazione opposta, pure dipendente dalla frequenza, dopo la demodulazione nel ricevitore, aiutano a migliorare le caratteristiche del sistema. È importante per la buona compatibilità la sincronizzazione della portante di colore alla frequenza di riga; occorre inoltre un certo tasso di controreazione per l'eliminazione dell'interferenza nel canale cromatico dal canale di luminanza.

Furono sperimentate alcune varianti del sistema SECAM; sono così

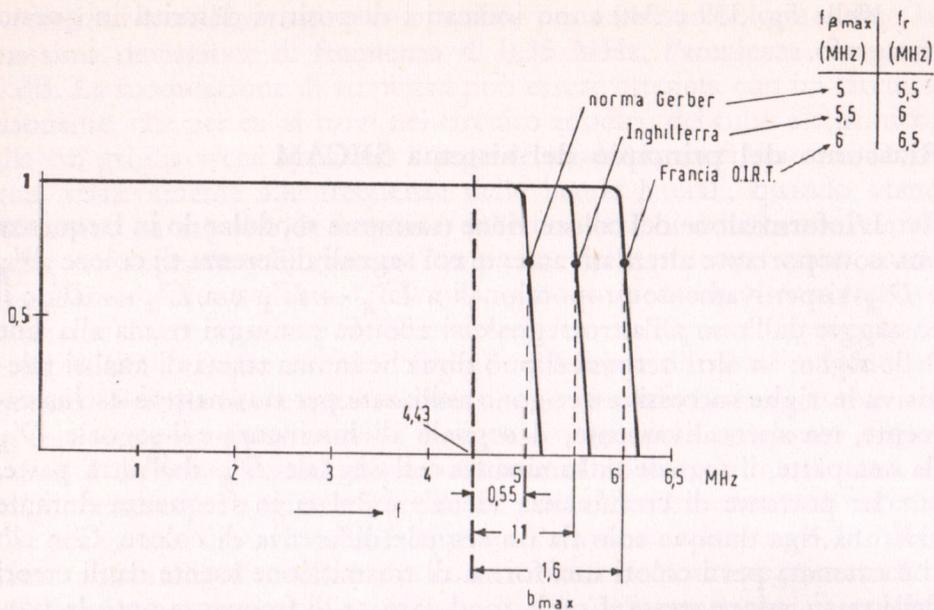


FIG. 341. Larghezza della banda video nei tre sistemi normalizzati europei a 625 righe.

sorti i sistemi SECAM-NTSC (dove non si usa la modulazione in quadratura e si richiede un solo modulatore) e il FAM (con un canale a MF e l'altro a MA); ma il sistema di maggior interesse è il SECAM-MF originale proposto da Henry de France, con tutti i suoi recenti perfezionamenti. Col SECAM-MF entrambi i segnali vengono trasmessi con eguale larghezza di banda, circa 1,3 MHz, corrispondente alla larghezza della banda del segnale  $I$  del sistema NTSC; così nel ricevitore occorre una sola matrice molto semplice (senza l'equalizzazione supplementare occorrente col sistema NTSC- $I'-Q'$ )<sup>(1)</sup>; il ricevitore ha una linea di ritardo a ultrasuoni, analoga a quella che viene impiegata col PAL.

Con la modulazione di ampiezza (MA) con portante soppressa basta essenzialmente una banda laterale per una trasmissione inappuntabile. Le cosiddette distorsioni di quadratura, che possono sorgere con la trasmissione monobanda, possono essere mantenute sufficientemente basse, quando nel ricevitore si sommi la portante di riferimento con

(1) Su questo punto si vedano le varianti apportate successivamente col Secam III.

sufficiente ampiezza; con questo artificio dette distorsioni non riescono a provocare interferenze nel colore. È senz'altro possibile tagliare la banda video al di sopra dei 4,43 MHz. Un filtro passa basso avente attenuazione 6 dB a 4,43 MHz inserito nel canale di trasmissione non modifica apprezzabilmente l'informazione del colore, salvo un lieve peggioramento del rapporto segnale-disturbo nel canale del colore.

La TV a colori europea assume il numero di righe nominali 625, ma la larghezza della banda video utilizzabile può differire da quella competente a tale numero. La fig. 341 dà un'idea chiara di questa situazione. Un sistema di TV a colori in Europa dovrebbe consentire un taglio differito all'estremo superiore del campo video, per permettere ai paesi (come la Francia, patria del SECAM) che hanno adottato una banda video più larga anche per la TV in bianco-nero una modulazione di colore a più vasta larghezza di banda. Nell'ambito delle norme Gerber (Italia, Austria, Olanda, Germania orientale, Repubblica Federale Tedesca e Paesi Scandinavi) è disponibile la banda video minima di 5 MHz, assicurando la compatibilità.

Il sistema SECAM-MF consente una simile limitazione di banda;

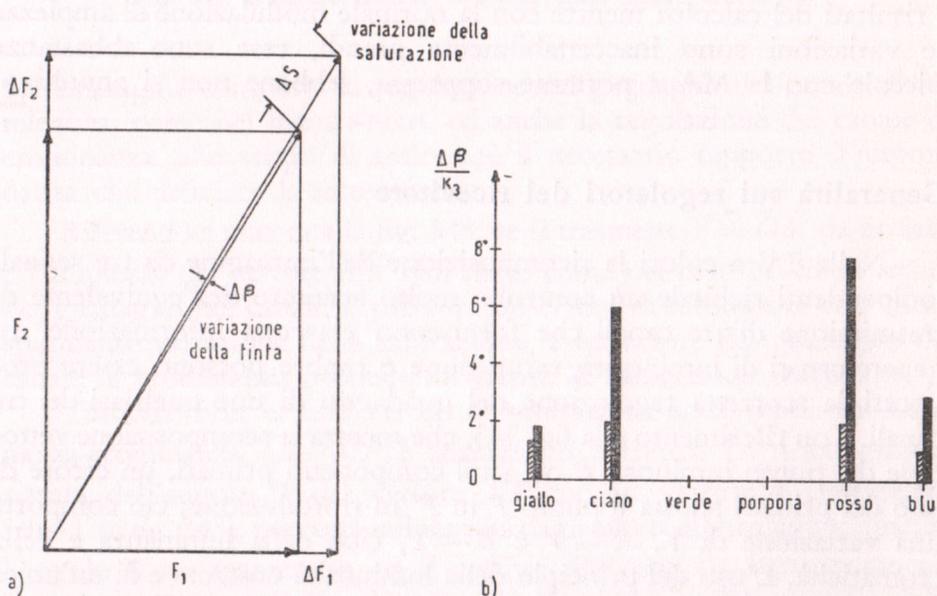


FIG. 342. Influenza delle distorsioni di ampiezza differenziale sulla risposta al colore dei sistemi SECAM-MA. a) Diagramma vettoriale; b) variazione relativa  $\Delta\beta/\kappa_3$  con l'adozione di distorsione cubica per normale MA e per MA con portante soppressa (zone tratteggiate).

con la predistorsione di fase in trasmissione la tinta non subisce variazioni. Una distorsione di ampiezza col SECAM-MA (guadagno differenziale) genera una variazione di tinta; le ampiezze di due righe adiacenti analizzate non sono in generale ugualmente grandi, perciò la predistorsione di ampiezza è diversa per le due righe. La fig. 342a mette in evidenza come qui si generi non solo una variazione  $\Delta S$  di saturazione, ma anche una variazione  $\Delta\beta$  di fase e cioè di tinta.

Per valutare l'entità di questa variazione  $\Delta\beta$  di tinta si è stabilita una predistorsione cubica  $F + K_3 F^3$  per l'ampiezza della portante di colore. Nel caso della normale modulazione di ampiezza i vettori di colore di due righe successive si possono scrivere:

$$F_1 = K_1 (1 + D'_B); \quad F_2 = K_1 (1 + D'_R)$$

e per il caso con portante soppressa:

$$F_1 = K_2 D'_B; \quad F_2 = K_2 D'_R$$

con questa formulazione è stata calcolata la predistorsione  $\Delta\beta/K_3$  per barre di colore. I coefficienti  $K_1$  e  $K_2$  vengono scelti in modo che vi sia uguale profondità di modulazione nei due casi. La fig. 342b indica i risultati del calcolo: mentre con la normale modulazione di ampiezza le variazioni sono inaccettabilmente grandi, esse sono abbastanza piccole con la MA a portante soppressa, sebbene non si annullino.

### Generalità sui regolatori del ricevitore

Nella TV a colori la ricomposizione dell'immagine da tre segnali indipendenti richiede un controllo molto accurato dell'equivalente di trasmissione di tre canali che forniscono ciascuna informazione. In genere errori di luminosità, saturazione e ombre possono essere provocati da scorretta regolazione del guadagno di uno qualsiasi dei tre canali. Con riferimento alla fig. 343, che mostra la scomposizione vettoriale del punto luminoso  $P$  nei suoi componenti primari, un errore di uno dei primari sposta il punto  $P$  in  $P'$  in riproduzione; ciò comporta una variazione di  $Y$ ,  $R - Y$  e  $B - Y$ , cioè della luminanza e della cromaticità. L'uso del principio della luminosità costante e di un'unica sottoportante di cromaticità, cioè della trasmissione di  $Y$ ,  $R - Y$  e  $B - Y$ , semplifica in modo notevole le difficoltà, mentre non risolve completamente il problema; in questo caso la corretta riproduzione

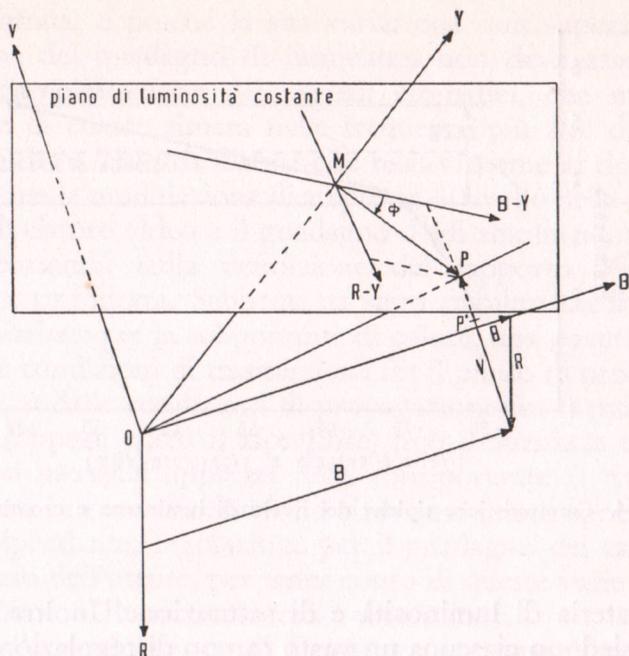


FIG. 343. Rappresentazione vettoriale dello spazio cromatico.

dell'immagine comporta la regolazione del guadagno del canale di luminosanza, come nel bianco-nero, ed anche la regolazione del canale di crominanza, allo scopo di assicurare il necessario rapporto  $Y$ /crominanza che definisce la saturazione.

Riferendoci ancora alla fig. 343, se si trasmette  $Y = \overline{OM}$  da un lato e l'ampiezza del vettore  $\overline{MP}$  dall'altro, come nel caso NTSC, l'errore del guadagno nel canale  $Y$  provoca un errore di luminosità con corrispondente variazione della saturazione, e un errore del guadagno del canale di crominanza produce un errore di saturazione solamente.

Tuttavia non ci sarà errore di saturazione se il rapporto luminosanza-crominanza  $\overline{OM}/\overline{MP}$  è mantenuto corretto. La tinta, caratterizzata dall'angolo  $\Phi$  del vettore  $\overline{MP}$  con un vettore di riferimento ( $B-Y$  in fig. 343), non sarà influenzata dagli errori di guadagno, quando l'angolo  $\Phi$  sia mantenuto ed il vettore  $\overline{MP}$  non sia decomposto nei suoi due componenti  $R-Y$  e  $B-Y$ . Il vantaggio del principio della « luminosità costante » in questo caso sta nell'introduzione di due gradi di libertà, che vengono agevolmente differenziati dagli osservatori

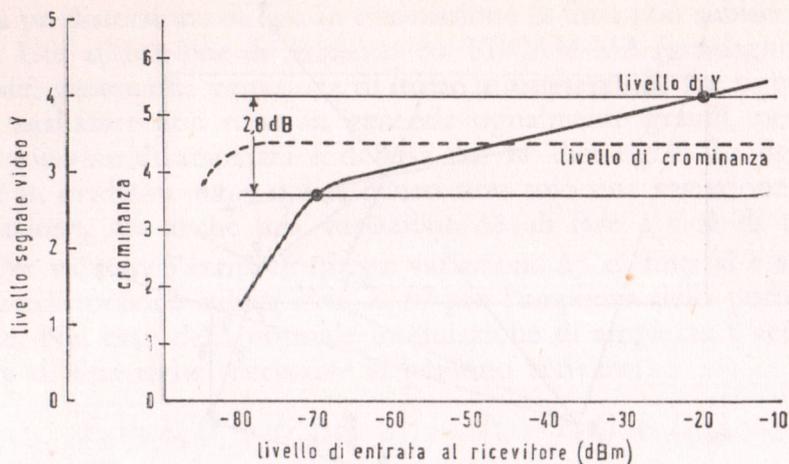


FIG. 344. Caratteristiche tipiche dei livelli di luminanza e cromaticanza.

esperti in materia di luminosità e di saturazione. Inoltre queste due variabili possiedono ciascuna un vasto campo di regolazioni accettabili per un osservatore normale, dato che la bellezza della riproduzione richiede solo alta precisione nella relazione di proporzionalità.

Normalmente almeno due parametri concorrono alla determinazione delle giuste condizioni di funzionamento del ricevitore: la distanza fra il punto di ricezione e il trasmettitore, la quale definisce il livello di segnale disponibile ai terminali di antenna, e l'illuminazione generale dell'ambiente in cui è situato il ricevitore e che deve essere presa in considerazione quando si regola il contrasto.

Le varie condizioni imposte in pratica, relativamente a questi due parametri, richiedono un campo di variazioni delle regolazioni sostanzialmente diverso, spesso fino a 50 dB per il primo e solo pochi dB per l'ultimo. È come dire che generalmente si richiedono mezzi diversi per il controllo dei corrispondenti guadagni. Il controllo automatico di sensibilità nell'amplificatore a FI, universalmente introdotto nei ricevitori per bianco-nero, viene pure usato nella ricezione del colore per ottenere un segnale video rivelato costante entro il campo dei normali livelli del segnale di ingresso in antenna. La legge di variazione del segnale rivelato in funzione del livello è per esempio quella indicata in fig. 344, che è caratteristica dei ricevitori SECAM (RS15).

A partire da un certo livello (— 70 dB in questo caso, riferiti a 1 mW), il livello del segnale rivelato aumenta molto lentamente col

segnale di entrata, e poiché la sua variazione non supera 2 o 3 dB, la regolazione del guadagno di luminanza non deve essere alterata. Riguardo all'amplificazione dei segnali cromatici, che modulano la sottoportante di colore situata nelle frequenze più alte del canale di luminanza, si deve fare una distinzione relativamente al tipo di modulazione. Se si usa la modulazione di ampiezza, il livello della sottoportante presente al rivelatore video e il guadagno degli amplificatori successivi influiscono entrambi sulla definizione del rapporto  $Y$ /crominanza dell'immagine riprodotta. Sebbene sia stato stabilito un livello nominale di trasmissione per la sottoportante di colore, una quantità di fattori generati dalle condizioni di trasmissione fra il punto di produzione e il trasmettitore, o dalle condizioni di propagazione fra il trasmettitore e il ricevitore (oppure entro il ricevitore) può influenzare quel livello, rendendo così incerta l'ampiezza della sottoportante al rivelatore del ricevitore. Così è necessario fornire il ricevitore di una speciale, e generalmente indipendente, regolazione per il guadagno dei canali di crominanza ad uso dell'utente, per tener conto di queste varie condizioni. Tale regolazione è il controllo della saturazione.

L'uso della modulazione di frequenza per trasmettere il colore, d'altro canto, risulta notevolmente indipendente da questi fattori di variazione della saturazione.

Il ricevitore è capace di funzionare anche con grandi deviazioni ( $\pm 6$  dB) nel livello della sottoportante di colore, per mezzo dei suoi limitatori di ampiezza inseriti davanti ai discriminatori. Questi ultimi forniscono segnali demodulati di ampiezza costante, indipendentemente dal livello del segnale ricevuto (curva tratteggiata in fig. 344), o delle variazioni ricordate sopra. Allora, tutto quello che è necessario fare è disporre, una volta per sempre, il livello nominale di rivelazione del ricevitore, cioè con riferimento al bianco, 3,3 volt nel caso della fig. 344, corrispondente ad un livello di ingresso di  $-45$  dBm, e regolare i guadagni del canale di luminanza e dei circuiti video per ottenere il livello appropriato al tubo riproduttore. Una volta stabilito, questo rapporto è valido per tutti i livelli di ricezione da  $-20$  a  $-70$  dBm e per tutte le condizioni di trasmissione o di ricezione. In questo campo di variazione il segnale di crominanza conserva certamente un'ampiezza perfettamente costante, mentre il segnale di luminanza varia, nel caso della fig. 344, di  $\pm 14$  dB. Questa variazione di saturazione apparente dell'immagine non è generalmente rilevabile, ritenendosi di solito che le variazioni di  $\pm 2,5$  dB siano accettabili. E così il guadagno dei canali di crominanza deve essere stabilito una volta per tutte, indipen-

dentemente dal livello di ingresso al ricevitore e senza dover provvedere ad una speciale regolazione della saturazione, o almeno senza doverla mettere a disposizione dell'osservatore.

### Regolazione del contrasto

In dipendenza dalle condizioni di visione e dal gusto personale dell'osservatore, la regolazione del contrasto richiede una variazione di livello di circa 8 dB. Questa variazione deve naturalmente essere applicata simultaneamente ai componenti di luminanza e di crominanza, per assicurare la corretta alterazione di scala ai vettori della fig. 343, senza alterare i rapporti stabiliti. Ciò avviene automaticamente se i segnali vengono trasmessi con modulazione di ampiezza; il sistema di regolazione del guadagno sarà capace, come nel bianco e nero, di modificare l'amplificazione dell'amplificatore FI o quella dell'amplificatore video prima della separazione dei canali di luminanza e crominanza. In modulazione di frequenza, le variazioni della subportante di colore non vengono normalmente trasferite dopo la demodulazione, in modo che sono necessari diversi dispositivi. Si possono adottare molte soluzioni, ma qui si descrivono solo due metodi usati normalmente.

Il primo impiega due potenziometri accoppiati tra loro ed agenti uno sulla luminanza e l'altro sulla polarizzazione del limitatore di crominanza. Il modo di applicare questa soluzione, usato nel ricevitore RS15-SECAM, è indicato in fig. 345, che illustra i limitatori dei due canali,  $R - Y$  e  $B - Y$ , come pure gli stadi discriminatori da un lato, e il trasferitore catodico del canale di luminanza dall'altro, per ottenere il telecomando del contrasto, consistente in due potenziometri accoppiati  $RV_1$  e  $RV_2$ , situati sul davanti del ricevitore. Il potenziometro  $RV_2$  provvede alla regolazione in funzionamento del rapporto luminanza-crominanza, regolando la polarizzazione media del limitatore al valore adatto per fornire la saturazione corrispondente al guadagno dell'amplificatore di luminanza.

Si osserva che la subportante per alimentare il canale di crominanza può essere estratta prima o dopo dal potenziometro  $RV_1$ , la sola differenza essendo una variazione dell'entità della limitazione in funzione della regolazione del contrasto nel secondo caso. Sarà necessario tener conto di ciò, quando si regola l'amplificazione del canale della subportante prima della limitazione, per non abbassare la sua efficacia di una quantità troppo grande. La fig. 346 mostra le curve correlative della

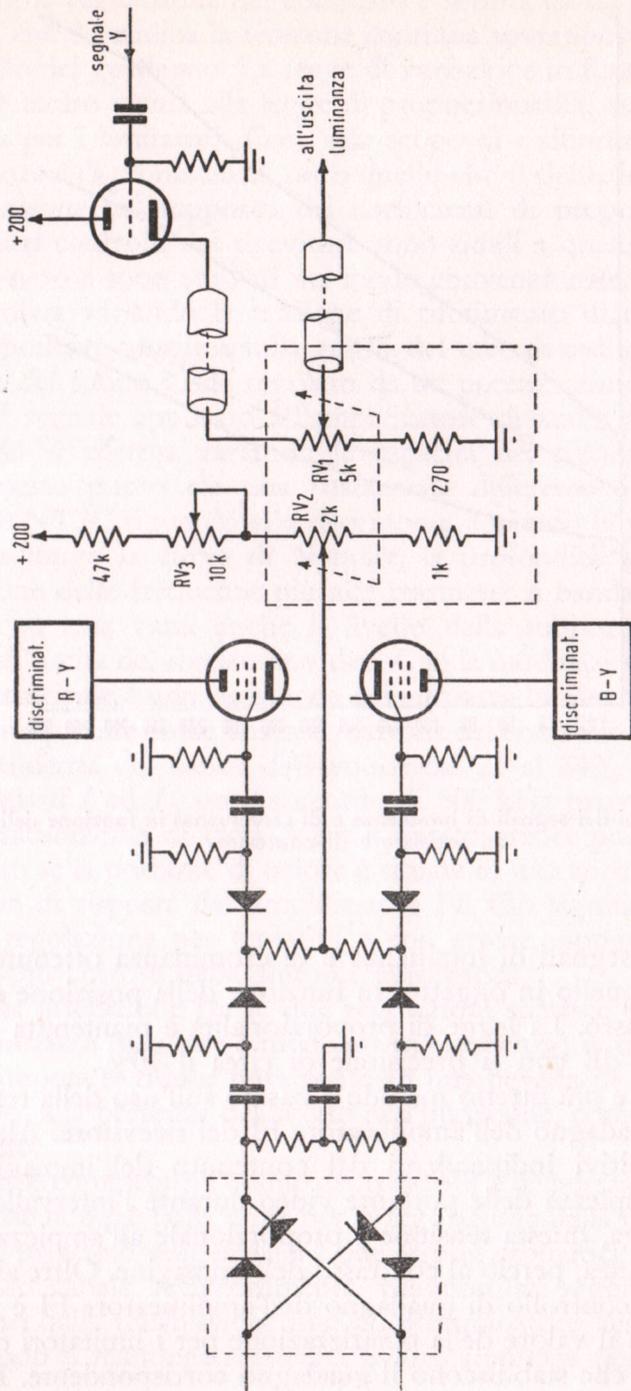


Fig. 345. Circuito del controllo di contrasto.

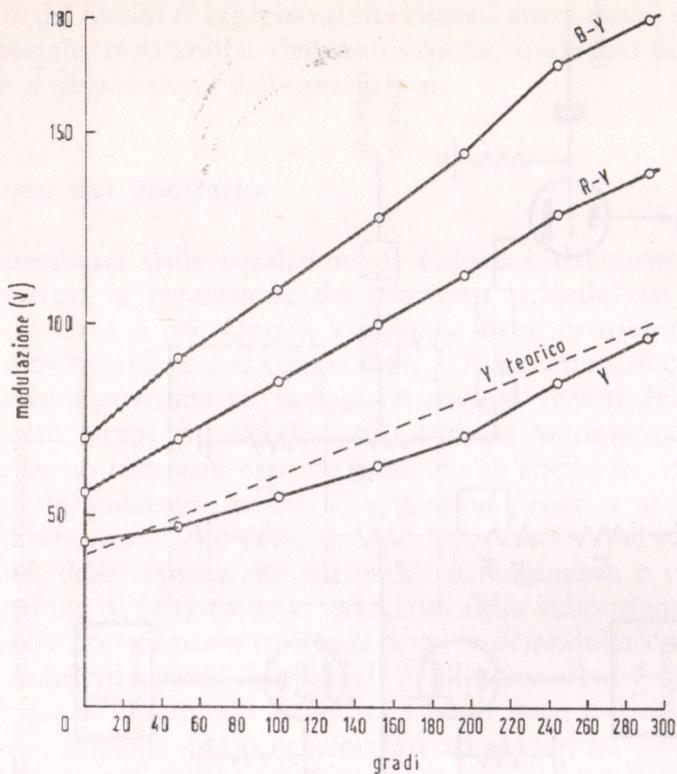


FIG. 346. Variazioni dei segnali di luminanza e di cromaticità in funzione della posizione del regolatore di contrasto.

variazione dei segnali di luminanza e di cromaticità ottenute con un circuito come quello in oggetto, in funzione della posizione del regolatore di contrasto. La legge di proporzionalità è mantenuta entro un intervallo di 8 dB con la precisione di circa il 10%.

Il secondo e più diretto metodo è basato sull'uso della tensione di controllo di guadagno dell'amplificatore FI del ricevitore. Almeno nel caso di dispositivi indipendenti dal contenuto dell'immagine, cioè misurando l'ampiezza delle portanti video durante l'intervallo di soppressione di riga, questa tensione è proporzionale all'ampiezza del segnale di luminanza, perciò al contrasto dell'immagine. Oltre al suo uso normale come controllo di guadagno dell'amplificatore FI è possibile dedurre da essa il valore della polarizzazione per i limitatori dei canali di cromaticità, che stabiliscono il guadagno corrispondente. In queste

condizioni, la regolazione del contrasto è fornita da un singolo potenziometro, che determina la tensione continua sovrapposta alla tensione di controllo del guadagno. La legge di variazione in funzione di questa tensione è molto vicina alla legge di proporzionalità, sia per l'amplificatore, sia per i limitatori. Così, allo scopo di « allineare » i guadagni di luminanza e di crominanza, tutto quello che si richiede è di applicare questa tensione nel rapporto dei coefficienti di proporzionalità.

Gli altri controlli del ricevitore sono simili a quelli del ricevitore in bianco-nero e sono studiati nel modo convenzionale. La luminosità viene regolata variando la tensione di riferimento di ricomposizione della componente continua sulla griglia del tubo di uscita di luminanza. Il volume del suono viene regolato da un potenziometro, che varia il livello del segnale applicato all'amplificatore di audio frequenza (a.f.) e l'accordo si effettua variando le capacità del circuito UHF.

In questo punto c'è una sostanziale differenza fra i ricevitori SECAM e NTSC riguardo alla dissintonia. Quando la portante video è spostata lungo la curva di Nyquist, la profondità apparente della modulazione delle frequenze più alte trasmesse a banda laterale unica varia, e con essa varia anche il livello della subportante di colore presente all'uscita del rivelatore video. Con la modulazione di ampiezza l'effetto principale è una variazione del rapporto luminanza-crominanza e si può interpretare come una sregolazione del controllo di saturazione. Con la pendenza del fianco di Nyquist dal 23 al 34% al MHz usata negli standard *I* ed *L*, un disaccordo di 500 kHz provoca una variazione di saturazione di circa 3 dB e questo errore può anche essere maggiorato se la portante di colore è situata in una zona non uniforme della curva di risposta dell'amplificatore FI. Ciò significa che si deve fare una regolazione per tentativi e con errore, oppure applicare le soluzioni più costose della sintonia automatica.

Questa interazione fra le due regolazioni sparisce completamente se la subportante di colore è modulata in frequenza; in tal caso l'effetto della dissintonia si riduce puramente ad una perdita di risoluzione, o, alla peggio, alla presenza del suono nell'immagine, come per la TV in bianco-nero.

Così si è completato l'esame dei controlli a disposizione dell'utente e si noti che non si è fatto nulla per la regolazione della tinta in seguito all'uso del principio sequenziale. I due segnali cromatici, che fanno uso dello stesso canale reciprocamente, vengono assoggettati allo stesso trattamento dalla trasmissione fino al discriminatore nel ricevitore. In questo modo si mantiene inalterata la loro ampiezza relativa, e la mo-

dulazione di frequenza assicura che la loro ampiezza assoluta non varia mai. Così la distorsione di tinta può essere provocata solo dai demodulatori e dagli amplificatori successivi. Ora si devono esaminare le condizioni richieste per la fedeltà.

## Fedeltà dei colori

Tre parametri riguardano essenzialmente la qualità colorimetrica di riproduzione: 1) il rapporto dei guadagni video dei vari canali; 2) la linearità; 3) la stabilità della componente continua.

Gli stadi video di uscita che interessano l'amplificazione e l'alimentazione della matrice dei segnali modulanti sul tubo di immagine comportano problemi molto simili nei vari sistemi. Ma i demodulatori di frequenza nel sistema SECAM introducono differenze rispetto alla rivelazione sincrona; i risultati ottenuti vengono dati qui appresso.

a) *Sensibilità.* — Dall'amplificatore video di colore si può ottenere un guadagno di tensione di 25. Dati i livelli di segnale necessari per pilotare il cinescopio, la tensione all'uscita dei discriminatori deve essere almeno 5 V e la sensibilità risulta di circa 11 V/MHz (cioè con 5 MHz di videosegnale occorrono circa 55 V). Ciò determina il livello della subportante necessario all'uscita del limitatore, che viene facilmente controllato regolando la tensione di polarizzazione continua.

b) *Linearità.* — Per conservare la definizione dell'immagine cromatica, la banda passante definita dalla zona lineare del discriminatore non deve essere minore di  $\pm 500$  kHz. Nella parte dello spettro corrispondente alla deviazione di frequenza, la linearità entro  $\pm 230$  kHz può essere ottenuta molto soddisfacentemente.

c) *Componente continua.* — La componente continua deve essere accuratamente demodulata e deve essere uguale alla tensione (spesso anche uguale a zero) fornita dal discriminatore non pilotato. In altri termini, la tensione continua richiesta, alla frequenza di 4,43 MHz e per il normale livello di sottoportante fornito dai limitatori, deve essere uguale a quello che si ha quando la subportante è soppressa. Questa è la soluzione che è stata presa per il ricevitore RS15 SECAM per evitare di dover ricostituire la componente continua.

d) *Stabilità.* — Per l'accertamento degli errori accettabili riguardo alle componenti continue della cromaticità, si è ricorso all'esperienza soggettiva. Si determina convenientemente questa stabilità misurando

con un'attrezzatura di prova la variazione da dare alla frequenza sottoportante generata per provocare una certa entità di peggioramento. Misure di questo genere effettuate dal gruppo U.E.R. interessato alla TV a colori hanno condotto alla conclusione che è necessaria la stabilità di  $\pm 14$  kHz.

Prove precedenti avevano indicato che variazioni di 600 Hz per grado di temperatura si verificavano frequentemente nei circuiti usati fino a quel tempo.

Questo primo risultato assicurava un funzionamento soddisfacente entro un campo di soli 20° C. Inoltre si doveva esaminare più dettagliatamente il comportamento dei circuiti in condizioni di umidità e in relazione agli agenti atmosferici.

Indagini più complete hanno fornito una definizione migliore dei suddetti parametri ed hanno dato risultati molto soddisfacenti.

### Stabilità dell'accordo del discriminatore

La frequenza alla quale la tensione di uscita è zero è determinata, nei discriminatori a sfasamento, dall'accordo del circuito secondario, o da un dato rapporto della dissintonia fra due circuiti nel caso di discriminatori a sintonia falsata. Allora non c'è a priori un tipo preferibile di discriminatore, poichè la componente continua è in entrambi i casi determinata dalla frequenza di accordo di circuiti oscillatori.

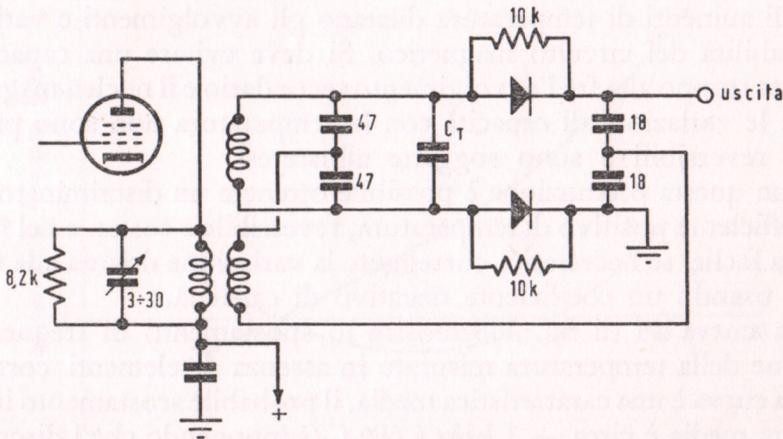


FIG. 347. Discriminatore a sfasamento.

Le prove eseguite in questo campo hanno finalmente condotto all'uso di un discriminatore a sfasamento (fig. 347), a motivo dei suoi vantaggi pratici: dimensioni minori, realizzazione meno costosa, regolazioni più facili.

Le principali cause di instabilità che si devono considerare sono le condizioni ambientali (temperatura e umidità) e il tempo (agenti atmosferici), dato che i componenti circuitali oggi a disposizione consentono la realizzazione di bobine e di circuiti stabili rispetto agli sforzi meccanici normalmente applicati a un ricevitore domestico.

Una prova di temperatura rapida, effettuata ponendo gli avvolgimenti per 12 ore in un forno mantenuto a  $80^{\circ}\text{C}$  è un trattamento generalmente sufficiente per stabilizzarli, ammesso di non farli essiccare al di fuori o che non intervenga una leggera polimerizzazione delle vernici; anzi a questo riguardo è preferibile limitare il deposito di vernice ai punti assolutamente essenziali per assicurare i fili.

L'umidità influenza la frequenza di accordo, particolarmente a causa della capacità distribuita degli avvolgimenti. È bene usare materiale non igroscopico per i supporti e, contrariamente alla tecnica normalmente impiegata nella fabbricazione di discriminatori a sfasamento, non si devono usare conduttori bifilari per gli avvolgimenti secondari; ancora, a causa dell'alta sensibilità e della grande larghezza di banda richieste, i valori delle induttanze sono necessariamente alti e la capacità distribuita degli avvolgimenti bifilari costituirebbe da sola il 50% della capacità totale di accordo del secondario. Sarebbe allora necessaria una perfetta impregnazione, necessariamente costosa, per evitare gli effetti dell'umidità sulla frequenza di accordo.

Gli aumenti di temperatura dilatano gli avvolgimenti e variano la permeabilità del circuito magnetico. Si deve evitare una capacità distribuita troppo alta fra l'avvolgimento secondario e il nucleo magnetico, poichè le variazioni di capacità con la temperatura non sono propriamente reversibili e sono soggette all'isteresi.

Con questa precauzione è possibile ottenere un discriminatore con un coefficiente positivo di temperatura, reversibile e costante nel tempo; è allora facile, se necessario, correggere la variazione dovuta alla temperatura usando un coefficiente negativo di capacità.

La curva *A* di fig. 348 mostra lo spostamento di frequenza in funzione della temperatura misurato in assenza di elementi correttori. Questa curva è una caratteristica media, il probabile scostamento intorno a questa media è circa  $\pm 1$  kHz a  $60^{\circ}\text{C}$  (supponendo che i discriminatori siano regolati in modo da assicurare che lo zero sia corretto a  $30^{\circ}\text{C}$ .)

Così, nonostante l'assenza di correzioni, le condizioni richieste per la stabilità sono soddisfatte.

La curva *B* mostra l'effetto della correzione consistente in un piccolo condensatore  $C_r$  a coefficiente negativo di temperatura disposto in parallelo ai condensatori di accordo del secondario. Lo scostamento probabile che può verificarsi a causa delle dispersioni dei condensatori è circa  $\pm 2,5$  kHz a  $60^\circ$  C. In fig. 348 la capacità di correzione della temperatura è di 2,7 pF e il suo coefficiente di temperatura è  $-2200 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ . Questo discriminatore si tara in modo semplice e rapido: l'unico nucleo di ferrite, che accorda il secondario e allo stesso tempo serve a realizzare l'accoppiamento magnetico degli avvolgimenti, permette di porre molto facilmente lo zero alla frequenza di 4,43 MHz; poi si regola la capacità di accordo del primario in modo da assicurare la miglior linearità della caratteristica; questa seconda regolazione non ha effetto sulla prima.

### Prestazioni

La stabilità alla temperatura è già stata discussa e illustrata in fig. 348. Si è ottenuta la sensibilità di 12 V/MHz pilotando il discriminatore con la sezione pentodica di un tubo ECF200 e con un segnale di  $0,4 V_{eff}$  sulla griglia.

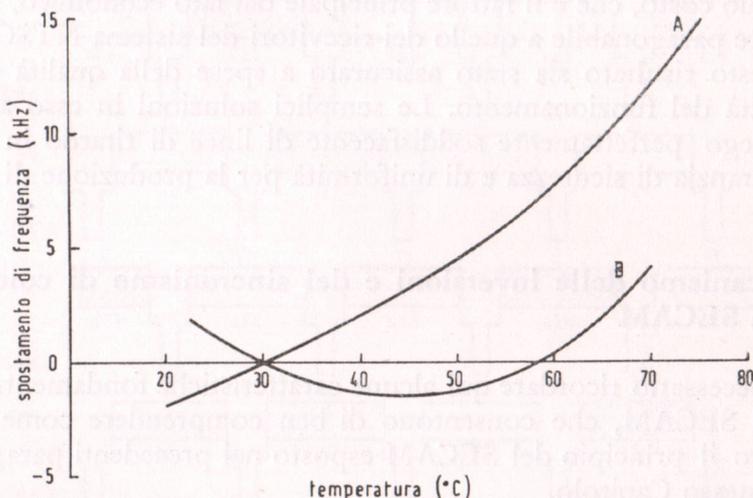


FIG. 348. Spostamento di frequenza in funzione della temperatura.

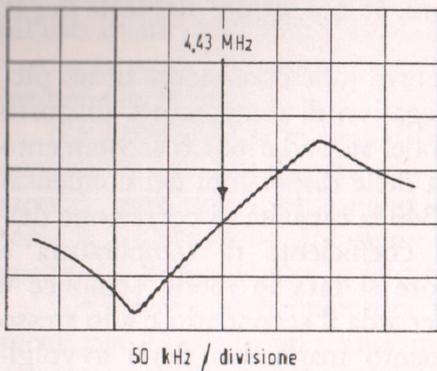


FIG. 349. Caratteristica ampiezza-frequenza.

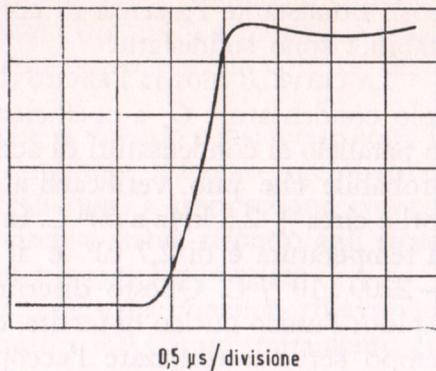


FIG. 350. Risposta ai transitori.

La fig. 349 mostra la caratteristica ampiezza-frequenza e la fig. 350 la risposta ai transitori per una variazione di 60 kHz della frequenza della subportante.

### Conclusione relativa al mod. RS15

Il ricevitore SECAM-RS15 segna un nuovo progresso nell'evoluzione verso la costruzione semplificata per la produzione di massa.

Il suo costo, che è il fattore principale dal lato economico, favorevolmente paragonabile a quello dei ricevitori del sistema NTSC, senza che questo risultato sia stato assicurato a spese della qualità o della semplicità del funzionamento. Le semplici soluzioni in esso adottate e l'impiego perfettamente soddisfacente di linee di ritardo in acciaio sono garanzia di sicurezza e di uniformità per la produzione di massa.

### Il meccanismo delle inversioni e del sincronismo di colore nel sistema SECAM

È necessario ricordare qui alcune caratteristiche fondamentali proprie del SECAM, che consentono di ben comprendere come venga realizzato il principio del SECAM esposto nei precedenti paragrafi di questo stesso Capitolo.

- 1) Chiamasi *intervallo di protezione* l'intervallo di tempo fra l'istante

dell'inserzione della sottoportante ed il fronte posteriore del segnale di cancellazione di riga. La subportante di colore viene soppressa per il tempo intercorrente fra il fronte anteriore del segnale di cancellazione di riga e  $5,7 \pm 0,2 \mu\text{sec}$  dopo il fronte anteriore del segnale di sincronismo di riga, dopo il quale la subportante viene inserita e preaccenuata con una rete di  $1,3 \mu\text{sec}$  di costante di tempo; la preaccenuazione fornisce un segnale di picco massimo uguale a 0,23.

2) La frequenza della subportante di crominanza vale  $f_s = 4,437500 \text{ MHz} \pm 2 \text{ kHz}$ .

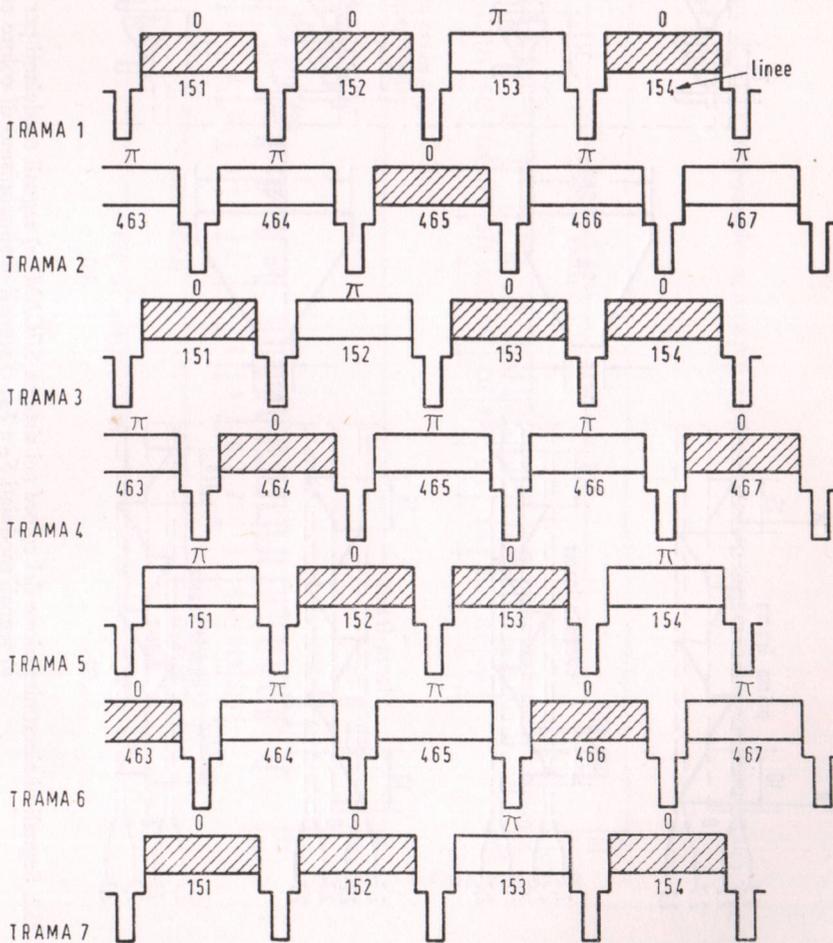


FIG. 351. Inversione della fase della subportante di colore.

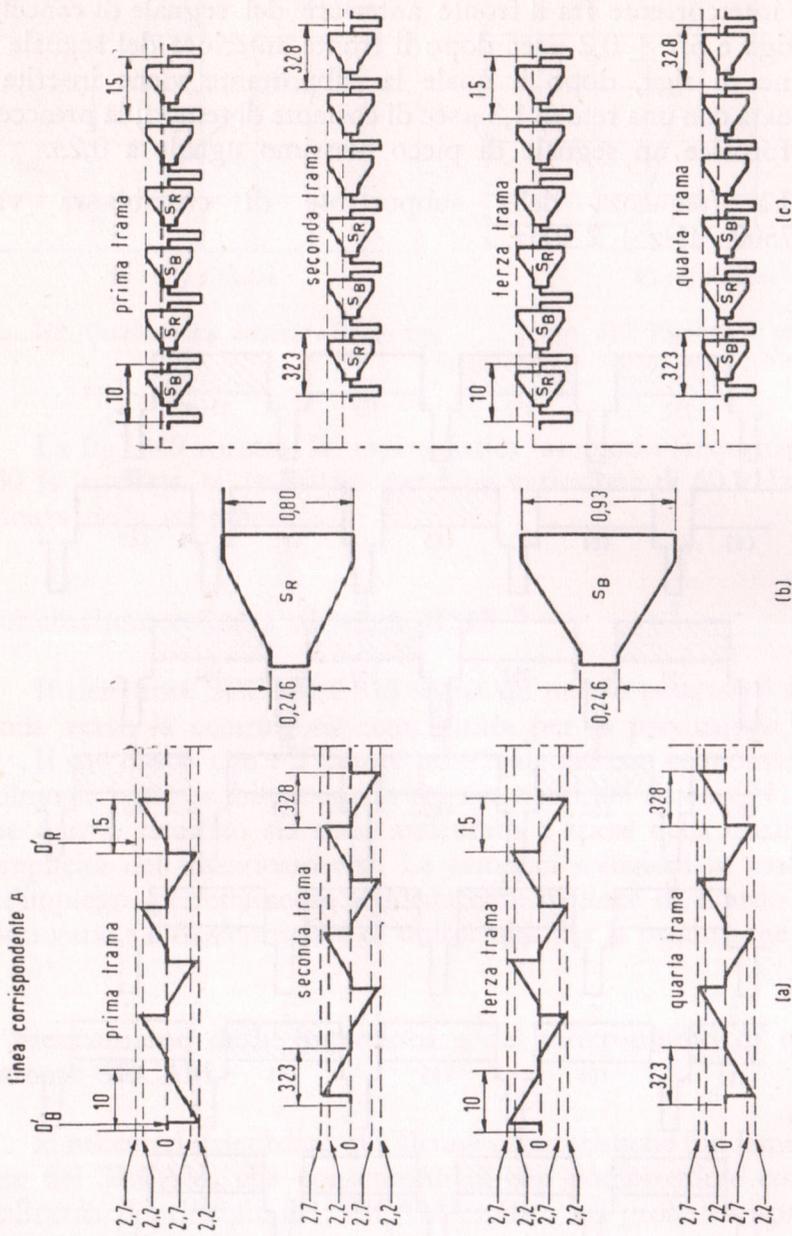


FIG. 352. Segnali di sincronizzazione del colore nel sistema SECAM: a) segnali modulanti per l'identificazione dei segnali  $D'_R$  e  $D'_B$ ; b) segnali modulati  $S_R$  e  $S_B$ ; c) segnali di sincronismo di colore completi.

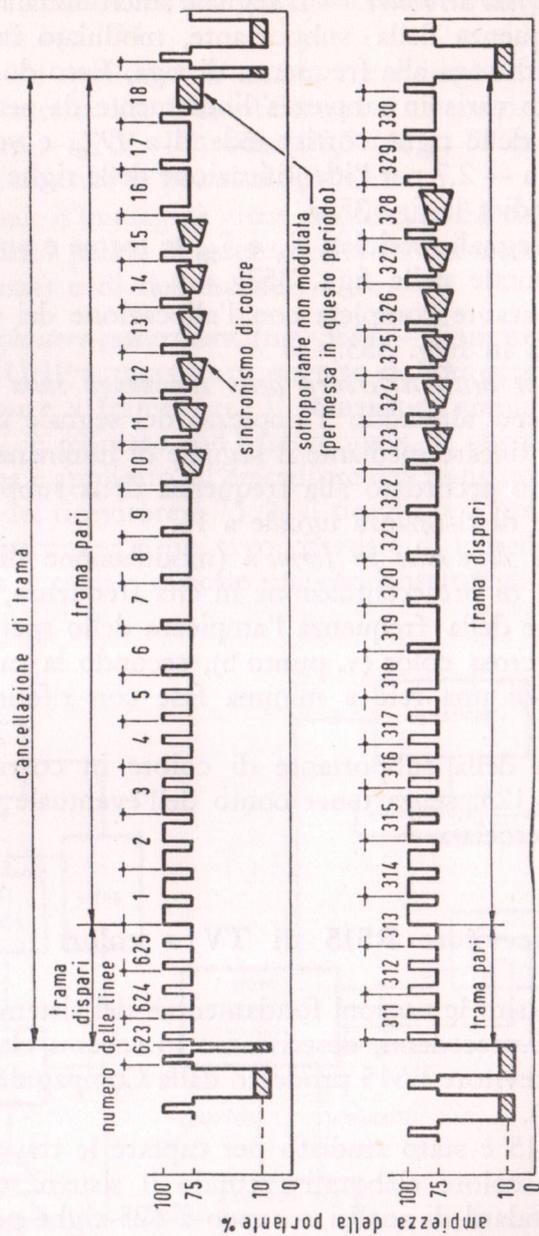


Fig. 353. Onde sincronizzanti complete del segnale video durante la soppressione verticale, alla fine di una trama dispari e di una pari.

3) La fase della sottoportante viene invertita a sequenza di riga e di trama secondo la fig. 351.

4) *Sincronizzazione del colore.* — Il segnale sincronizzante di colore è sinusoidale alla frequenza della subportante, modulato in ampiezza da un'onda a dente di sega alla frequenza di riga. Esso dura 6 righe. Il segnale modulante varia in ampiezza linearmente da zero a + 2,7 per l'identificazione delle righe corrispondenti a  $D'_R$ , e varia con la stessa legge da zero a - 2,7 per l'identificazione delle righe corrispondenti a  $D'_B$  come indica la fig. 352a.

Sorgono così i segnali modulati  $S_R$  e  $S_B$ , le forme e ampiezze dei quali sono rappresentate nelle figg. 352b e c.

L'onda sincronizzante completa con l'allocazione dei segnali  $S_R$  e  $S_B$  è rappresentata in figg. 353.

5) La *correzione dell'interferenza della luminanza sulla cromaticità* (cross color), si ottiene alterando l'ampiezza del segnale uscente dal limitatore con legge lineare mediante il segnale di luminanza presente ai capi di un circuito accordato alla frequenza della subportante ed avente il coefficiente di risonanza uguale a 16.

6) L'*operazione di « mise en forme »* (modulazione di ampiezza complementare) cioè di preaccentuazione in alta frequenza, si effettua alterando in funzione della frequenza l'ampiezza dello spettro del segnale corretto per il cross color (v. punto 5), secondo la caratteristica ampiezza-frequenza di una rete a minima fase con riferimento alla frequenza  $f_s$ .

7) L'ampiezza della subportante di colore in corrispondenza del bianco è  $A = 0,123$ , senza tener conto dell'eventuale correzione della colorazione incrociata.

## Descrizione del ricevitore RS15 di TV a colori

Dopo aver acquisito le nozioni fondamentali del sistema SECAM esposte nei paragrafi precedenti, descriviamo lo schema elettrico e le caratteristiche del ricevitore RS15 prodotto dalla Compagnie Française de Télévision (CFT).

Il ricevitore RS15 è stato studiato per captare le trasmissioni di segnali televisivi in colore elaborati secondo il sistema SECAM e trasmessi con lo standard di analisi europeo a 625 righe per quadro, 25 immagini per secondo in 50 trame interlacciate. Esso può pure ricevere trasmissioni di TV monocroma emesse con le stesse norme.

## Descrizione tecnica

Le principali funzioni svolte dall'RS15 sono indicate nello schema a blocchi di fig. 354.

Il segnale applicato all'entrata viene amplificato e convertito nelle frequenze intermedie. L'amplificatore-convertitore per lo standard G è un selettore UHF: FI video 38,9 MHz; FI audio 33,4 MHz; scarto di frequenza tra le portanti 5,5 MHz.

Il segnale d'immagine viene amplificato dal rispettivo amplificatore a FI e rivelato prima di essere utilizzato dai circuiti video (luminanza e crominanza) e di deflessione.

*Amplificatore-convertitore.* (fig. 355) — Comprende uno stadio amplificatore UHF a transistori, seguito da uno stadio oscillatore e convertitore pure a transistori. Il transistor amplificatore (GMO290 o AF139)  $T_{121}$  è montato con base comune. Il segnale UHF proveniente dall'antenna è applicato all'emettitore del transistor  $T_{121}$ . L'impedenza di entrata del ricevitore è 75  $\Omega$ ; il ricevitore è previsto per essere connesso all'antenna con un cavo coassiale di impedenza 75  $\Omega$ . Un filtro di banda a 2 cavità caricate coi condensatori di accordo trasmette il

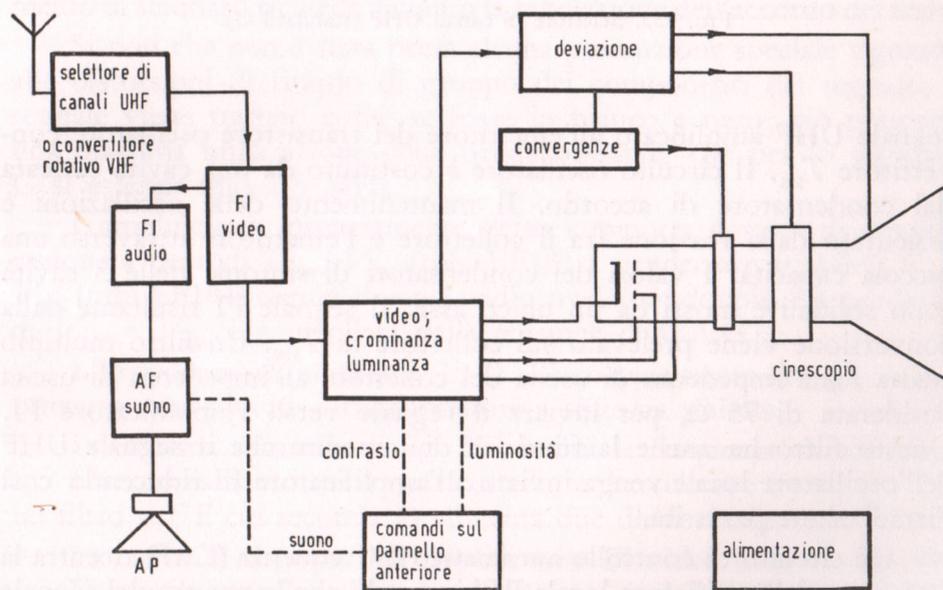


FIG. 354. Schema a blocchi di principio del ricevitore RS15.

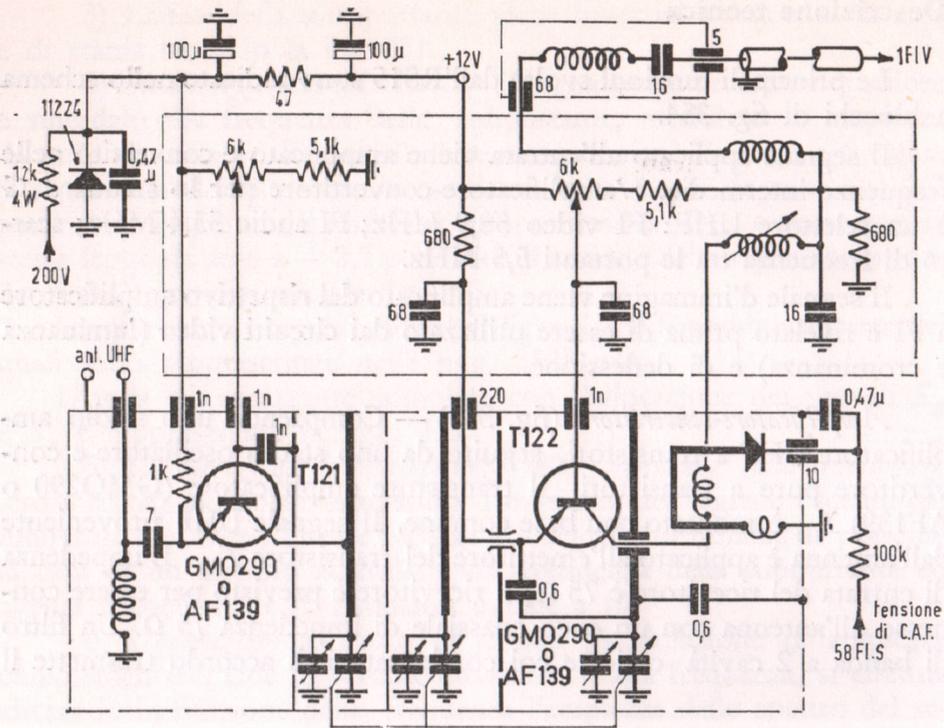


FIG. 355. Selettore di canali UHF (standard G).

segnale UHF amplificato all'emettitore del transistor oscillatore convertitore  $T_{121}$ . Il circuito oscillatore è costituito da una cavità caricata dal condensatore di accordo. Il mantenimento delle oscillazioni è assicurato dalla reazione fra il collettore e l'emettitore attraverso una piccola capacità. I valori dei condensatori di sintonia delle 3 cavità sono solidali e mossi da un unico asse. Il segnale FI risultante dalla conversione viene prelevato sul collettore di  $T_{122}$ . Un filtro multiplo adatta l'alta impedenza di uscita del collettore all'impedenza di uscita desiderata di 75  $\Omega$ , per inviare il segnale verso l'amplificatore FI. Questo filtro ha anche la funzione di impedire che il segnale UHF dell'oscillatore locale venga inviato all'amplificatore FI riducendo così l'irradiazione parassita.

Un circuito di controllo automatico di frequenza (CAF) ricentra la frequenza dell'oscillatore locale RF, in modo che lo spettro del segnale si trovi sempre correttamente centrato nella banda passante degli am-

plicatori a FI. La correzione si effettua per mezzo di un diodo a capacità variabile (varicap) accoppiato alla linea dell'oscillatore locale. La tensione di correzione è fornita al diodo dal discriminatore dell'amplificatore FI audio.

*Amplificatore FI « video »* (v. fig. 356 in fondo al volume). — Su questo telaio si trovano l'amplificatore a FI e il circuito di comando automatico del guadagno.

*Amplificatore FI.* — Un circuito accordato sulla frequenza portante audio è disposto all'entrata del telaio di FI ( $L_{203}$ ). Esso è immediatamente seguito da un filtro reiettore bifilare accordato a questa stessa frequenza portante ( $T_{201}$ ;  $L_{251}$ ;  $L_{252}$ ). Questo circuito permette di prelevare la portante suono, di inviarla all'amplificatore FI audio e di eliminarla dal canale video, riducendo così al massimo le intermodulazioni fra le portanti immagine e suono, che possono prodursi nell'amplificatore FI video. La larghezza della banda della trappola di reiezione viene regolata per mezzo del complesso di due circuiti accoppiati ( $T_{201}$ ;  $L_{251}$ ;  $L_{252}$ ). Un ultimo circuito permette infine di migliorare la protezione contro l'interferenza del canale adiacente inferiore ( $L_{212}$ ).

L'amplificatore FI video può poi essere realizzato molto semplicemente con un amplificatore a circuiti a sintonia sfalsata; un cambiamento di standard richiede soltanto la regolazione dell'accordo del filtro.

Si noti che non è stata presa alcuna precauzione speciale riguardo alle distorsioni di ritardo di gruppo dei componenti del segnale; il segnale viene trattato come se fosse in bianco e nero; ciò permette una massima utilizzazione della banda passante, che per lo standard G si estende fino a 5 MHz.

L'amplificatore propriamente detto comporta 4 stadi di amplificazione a pentodi  $V_{201}$ ,  $V_{202}$  (tubi EF183 a pendenza variabile),  $V_{203}$ ,  $V_{204}$  (tubi EF184) seguiti da uno stadio rivelatore doppio. La pendenza di  $V_{201}$  e  $V_{202}$  è controllata dalla tensione di C.A.G.

L'impedenza di entrata è 75  $\Omega$ . L'accoppiamento fra gli stadi è ottenuto con circuiti a trasformatore a sintonia sfalsata.

Lo schema a caselle di fig. 357 indica le frequenze di accordo.

L'accoppiamento tra il quarto stadio e il rivelatore è ottenuto con un filtro a  $T$  il cui secondario alimenta due diodi rivelatori.

La curva di risposta dell'amplificatore FI video è data in fig. 358.

Il segnale raccolto all'uscita del primo rivelatore viene utilizzato per i circuiti di luminanza, cromaticità e sincronizzazione.

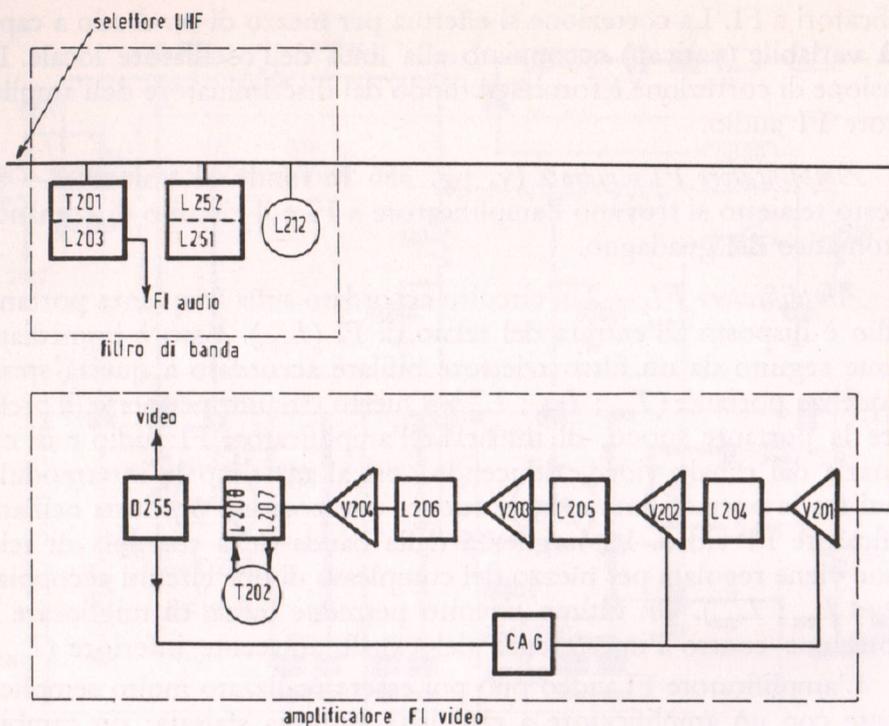


FIG. 357. Schema a blocchi dell'amplificatore FI video.

Il segnale fornito dal secondo rivelatore viene inviato al circuito di controllo automatico del guadagno (C.A.G.).

*Controllo automatico di guadagno.* — Il circuito di C.A.G. comprende un triodo-pentodo ECF82 ( $V_{206}$  in fig. 356).

La sezione pentodica funge da amplificatore, la sezione triodica fornisce i segnali di controllo.

*Stadio amplificatore.* — L'anodo del pentodo ECF82 ( $V_{206}$ ) è collegato, attraverso un circuito di filtro che trasmette la componente continua, alle griglie dei tubi  $V_{201}$  e  $V_{202}$  a pendenza variabile dell'amplificatore FI. La tensione di comando è ottenuta per campionatura periodica a frequenza di riga; il tubo  $V_{206}$  è alimentato solo durante un impulso di  $2,5 \mu\text{sec}$  di larghezza, che è posto al livello del nero dopo l'impulso di sincronismo orizzontale.

Vi è un potenziometro a disposizione dei tecnici per poter regolare

il livello medio della rivelazione secondo la potenza del segnale in ricezione.

*Segnali di controllo.* — La griglia della sezione triodica dell'ECF82 ( $V_{206}$ ) riceve un impulso a frequenza di riga prelevato sul catodo del multivibratore di riga. Questo impulso eccita il circuito oscillatorio posto nel circuito anodico; le alternanze negative vengono eliminate dal diodo  $D_{201}$ ; rimane così solo un impulso positivo situato al livello del nero dopo l'impulso di sincronismo. Questo impulso porta in conduzione il diodo OA85 ( $D_{202}$ ) attraverso la rete R.C. (4,7 M $\Omega$ ; 4,7 nF). Questo diodo  $D_{202}$  conducente permette di rivelare mediante  $D_{203}$  il segnale RF proveniente dall'amplificatore FI attraverso il condensatore di 3,3 pF. Questa tensione rivelata viene filtrata dalla resistenza di 10 k $\Omega$  e applicata alla griglia del pentodo amplificatore. La tensione di comando applicata alle griglie degli amplificatori FI è perciò indipendente dal contenuto dell'immagine: essa rappresenta l'ampiezza di cresta dell'impulso sincrono.

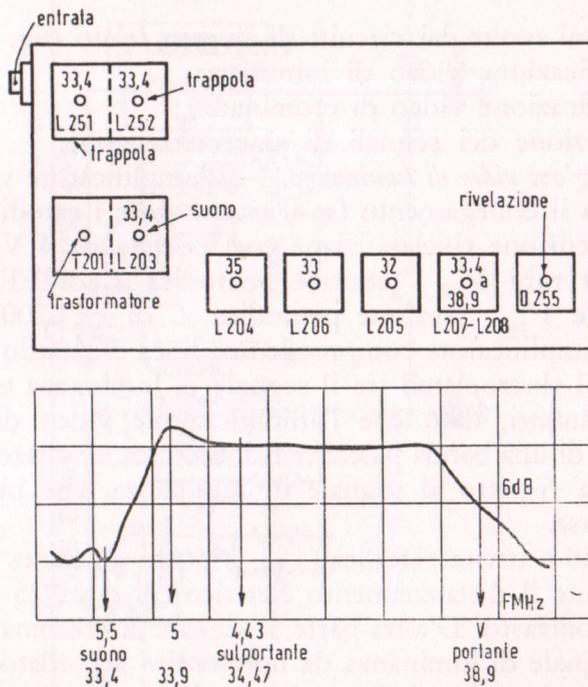


FIG. 358. Schema di principio e curve di risposta dell'amplificatore FI video.

## Amplificatore FI del canale audio. — Circuito di C.A.F. —

Lo schema di principio dell'amplificatore è rappresentato in fig. 359. Un'uscita supplementare del discriminatore di frequenza è riservata alla polarizzazione della capacità varicap posta nel selettore UHF. In tal modo la deriva della frequenza portante audio viene rivelata come una tensione di errore positiva o negativa rispetto alla tensione di riposo secondo il senso di detta deriva. La tensione di errore applicata al varicap riconduce la frequenza dell'oscillatore locale RF di cambiamento della frequenza del selettore UHF al valore corretto.

La frequenza portante audio è prelevata da un circuito accordato dell'amplificatore FI video, posto prima dei filtri di banda (reiettori).

Il segnale di bassa frequenza uscente dal discriminatore viene inviato al potenziometro di comando della potenza sonora, il cui cursore alimenta l'amplificatore di bassa frequenza.

## Amplificatore video

Le funzioni svolte dai circuiti di questo telaio (fig. 360) sono:

- amplificazione video di luminanza;
- amplificazione video di crominanza;
- separazione dei segnali di sincronizzazione.

*Amplificazione video di luminanza.* — L'amplificatore video di luminanza assicura il collegamento fra il rivelatore e i catodi del tubo tricromico; la tensione rivelata viene così portata da 4 Vc.c. al livello 100 Vc.c. dai tubi  $V_{501A}$  (sezione pentodica  $L$  di EFL200),  $V_{503A}$  (1/2 ECC82) e  $V_{502A}$  (sezione pentodica  $L$  di EFL200).

Inoltre l'amplificatore comprende una linea di ritardo che permette di assicurare il sincronismo tra il segnale di luminanza e il segnale di crominanza: infatti, dato che l'amplificazione video di crominanza necessita solo di una banda passante ridotta, crea un ritardo del segnale di crominanza rispetto al segnale di luminanza, che bisogna perciò rimettere in fase.

Uno stadio a uscita catodica ( $V_{503A}$ ) posto all'uscita della linea di ritardo consente il distanziamento elettrico (di circa 25 cm max) del comando di contrasto. D'altra parte, il segnale di crominanza viene separato dal segnale di luminanza da un circuito accordato a 4,43 MHz posto all'uscita catodica dello stadio precedente la linea di ritardo. Così si realizza in modo semplicissimo la disaccentuazione RF (cloche





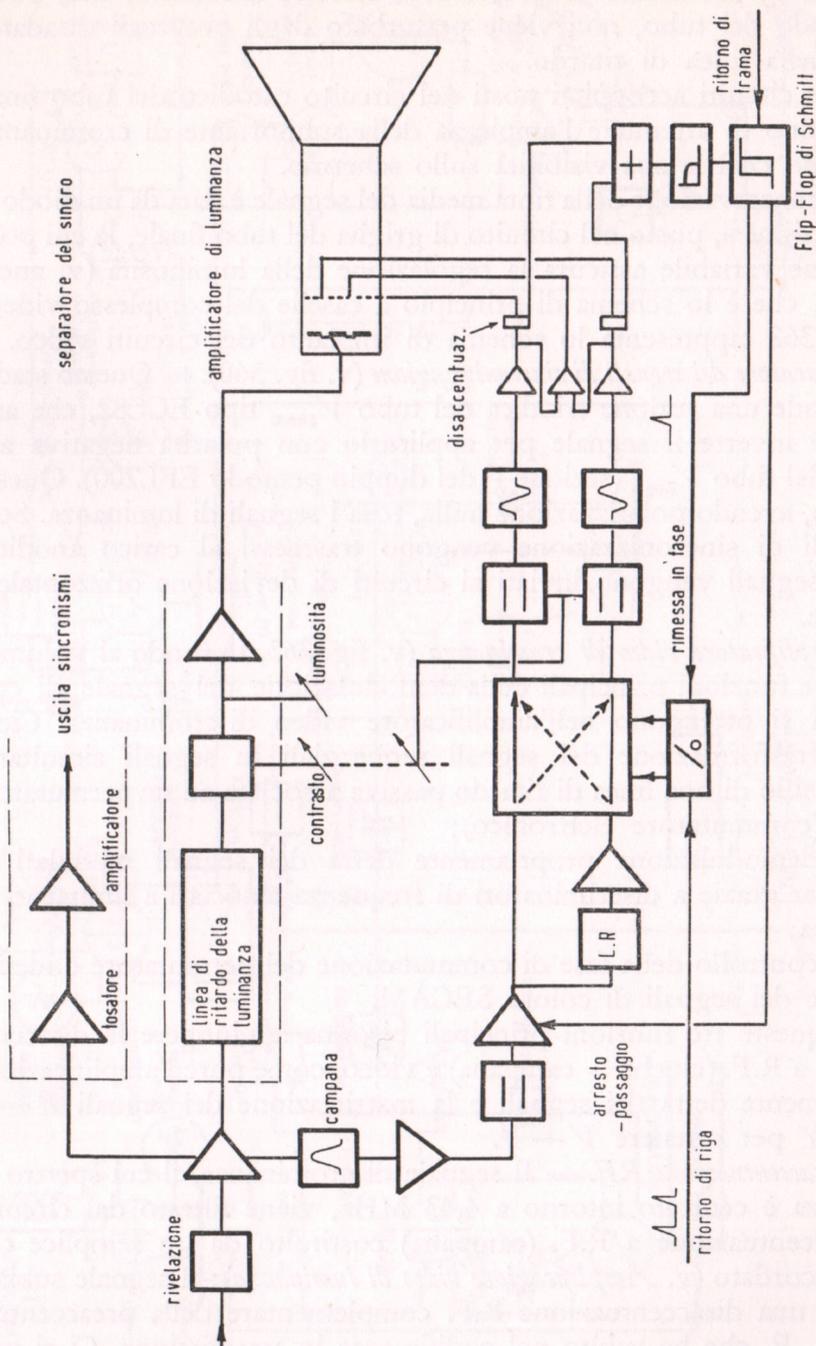


Fig. 361. Schema a blocchi del complesso video.

= campana) per mezzo di questo solo circuito accordato, che, posto nel catodo del tubo, non viene perturbato dagli eventuali disadattamenti della linea di ritardo.

Due circuiti accoppiati posti nel circuito catodico del tubo finale permettono di attenuare l'ampiezza della subportante di crominanza, riducendo così la sua visibilità sullo schermo.

La conservazione della tinta media del segnale è data da un diodo di « restituzione », posto nel circuito di griglia del tubo finale, la cui polarizzazione variabile assicura la regolazione della luminosità (v. anche fig. 361, che è lo schema di principio a caselle del complesso video). La fig. 362 rappresenta lo schema di impianto dei circuiti video.

*Separatore dei segnali di sincronizzazione* (v. fig. 360). — Questo stadio comprende una sezione triodica del tubo  $V_{503B}$  tipo ECC82, che amplifica e inverte il segnale per applicarlo con polarità negativa alla griglia del tubo  $V_{502B}$  (sezione F del doppio pentodo EFL200). Questo pentodo, avendo polarizzazione nulla, tosa i segnali di luminanza. Solo i segnali di sincronizzazione vengono trasmessi al carico anodico. Questi segnali vengono inviati ai circuiti di deviazione orizzontale e verticale.

*Amplificatore video di crominanza* (v. fig. 363, in fondo al volume). — Le tre funzioni principali della demodulazione del segnale di crominanza si ottengono nell'amplificatore video di crominanza. Cioè:

— trasformazione dei segnali sequenziali in segnali simultanei con l'ausilio di una linea di ritardo passiva associata ad un permutatore di vie (commutatore elettronico);

— demodulazione propriamente detta dei segnali modulati in frequenza grazie a discriminatori di frequenza associati a limitatori di ampiezza;

— controllo della fase di commutazione del permutatore e identificazione dei segnali di colore SECAM.

A queste tre funzioni principali bisogna aggiungere le disaccentuazioni a R.F. (cloche = campana) e video, come pure l'amplificazione propriamente detta dei segnali e la matriciazione dei segnali  $R - Y$  e  $B - Y$  per ottenere  $V - Y$ .

*Disaccentuazione R.F.* — Il segnale di crominanza, il cui spettro di frequenza è centrato intorno a 4,43 MHz, viene filtrato dal circuito di disaccentuazione a R.F. (campana) costituito da un semplice circuito accordato (v. *Amplificazione video di luminanza*); il segnale subisce dunque una disaccentuazione R.F. complementare della preaccentuazione R. F. che ha subito nel codificatore in trasmissione. Ci si può

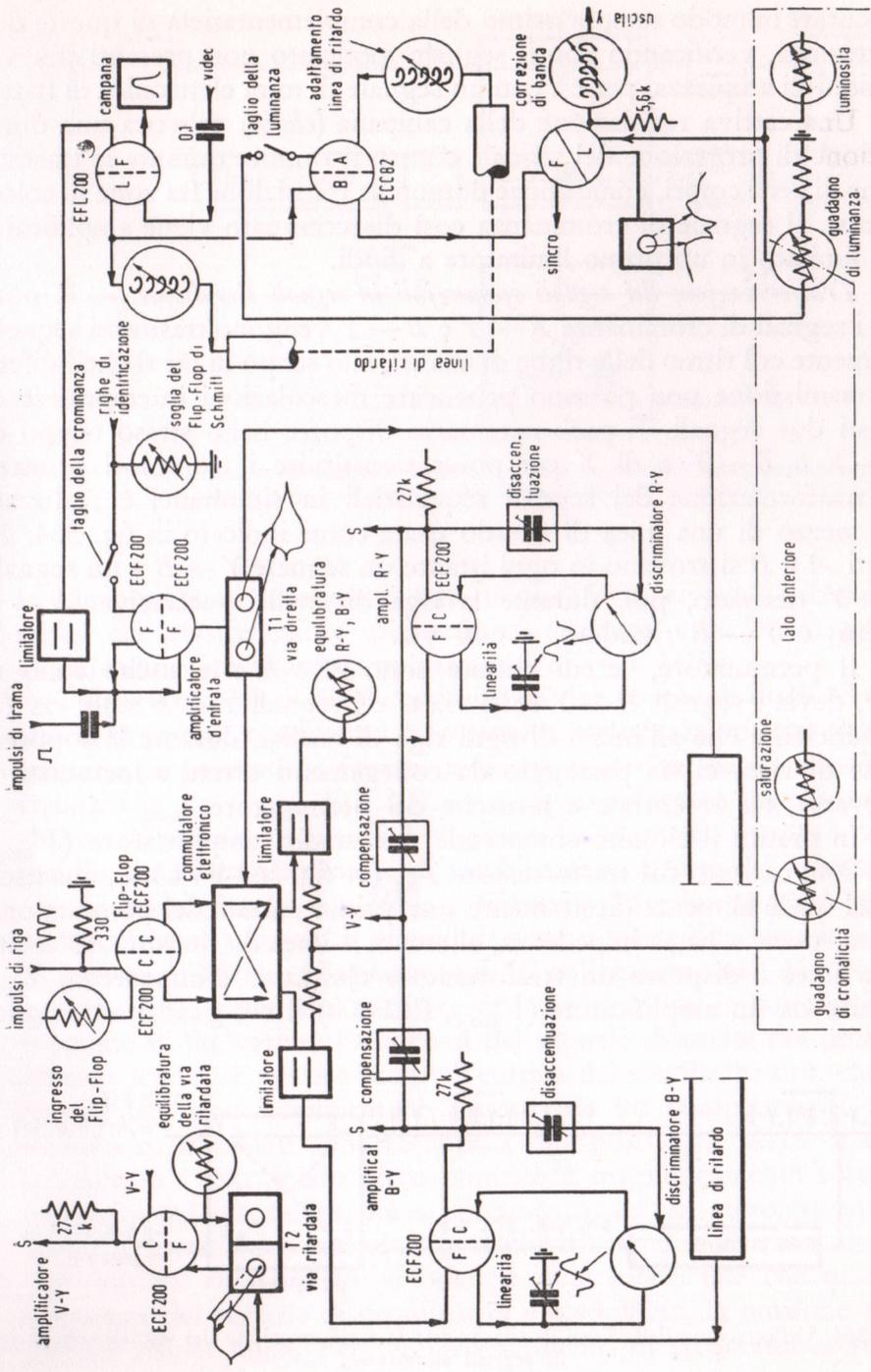


FIG. 362. Connessioni funzionali dei componenti del complesso video

assicurare in modo semplicissimo della complementarietà di queste due operazioni, verificando che il segnale modulato non presenti più variazioni di ampiezza, per es. con un segnale di mira elettronica di barre.

Una cattiva regolazione della campana (*cloche*) provoca una diminuzione di protezione del segnale contro il rumore durante la trasmissione di certi colori, come anche durante la transizione fra zone di colori diversi. Il segnale di crominanza così disaccentuato viene amplificato, poi limitato in un primo limitatore a diodi.

*Trasformazione dei segnali sequenziali in segnali simultanei.* — È noto che i segnali di crominanza  $R - Y$  e  $B - Y$  vengono trasmessi sequenzialmente col ritmo delle righe di analisi, allo scopo di far sì che i difetti di trasmissione non possano provocare mescolazioni intempestive di questi due segnali. È però necessario disporre nello stesso tempo di  $R - Y$  e  $B - Y$  e di  $Y$  per poter ricostituire i tre colori primari. La trasformazione dei segnali sequenziali in simultanei è realizzata per mezzo di una linea di ritardo usata come indicato in fig. 364. Ai punti  $A$  e  $B$  si trovano in ogni istante un segnale  $Y - B$  e un segnale  $R - Y$  ritardato, poi, durante la riga di analisi successiva,  $R - Y$  diretto e  $Y - B$  ritardato, e così via.

Il permutatore, le cui entrate sono  $A$  e  $B$  e le uscite sono  $C$  e  $D$ , devia i segnali  $R - Y$  sulla via  $C$  e i segnali  $Y - B$  sulla via  $D$ . È sufficiente che all'inizio di ogni riga di analisi, durante la soppressione di riga, ci sia passaggio da collegamenti diretti a incrociati, e viceversa, tra le entrate e le uscite del permutatore.

In pratica il circuito comprende uno stadio amplificatore ( $V_{602}$  - ECF200) caricato dal trasformatore  $T_{601}$  (v. fig. 363-PVL1A), una uscita del quale alimenta direttamente una prima entrata del permutatore, l'altra, usata a bassa impedenza, alimenta la linea di ritardo. All'uscita della linea è disposto un trasformatore elevatore d'impedenza,  $T_{602}$ , seguito da un amplificatore ( $V_{603A}$ , ECF200) il cui guadagno è ugua-

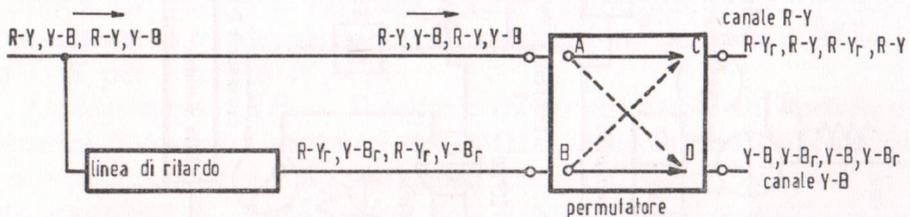


FIG. 364. Utilizzazione della linea di ritardo per la trasformazione dei segnali sequenziali in segnali simultanei.

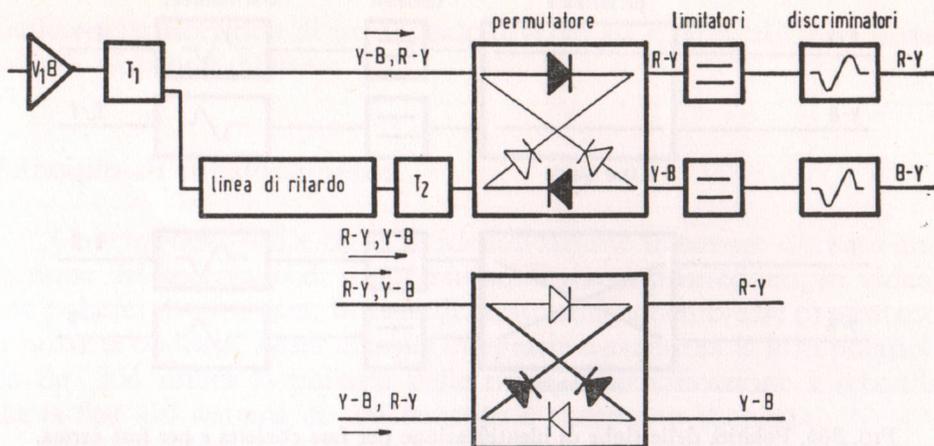


FIG. 365. Trasformazione dei segnali differenza di colore in simultanei, permutatore, limitatori e demodulazione dei segnali  $R-Y$  e  $B-Y$ .

le alla perdita di inserzione della linea (15 dB circa). La banda passante del trasformatore permette di ottenere una banda passante globale (linea di ritardo-amplificatore) di  $\pm 1$  MHz.

Il permutatore di vie è costituito da due coppie di diodi, che sono alternativamente conduttrici o interdette secondo la polarità della loro tensione di controllo. Questa tensione è fornita da un flip-flop bistabile  $V_{601B}$  e  $V_{602B}$ , ECF200, esso stesso sbloccato dagli impulsi di ritorno di riga dei circuiti di deviazione. Una seconda entrata è prevista per l'impulso supplementare di cambiamento di fase del permutatore.

*Demodulazione* (v. fig. 365). — Ciascuna delle due uscite del permutatore alimenta una via di demodulazione. Queste due vie sono simili; vi si trova all'inizio un limitatore a diodi collegati in serie. Al loro punto comune è applicata una tensione di polarizzazione la cui regolazione permette di far variare l'ampiezza del segnale di uscita del limitatore. Questo segnale è poi applicato all'entrata del discriminatore, che comprende un tubo amplificatore caricato da un complesso di circuiti accoppiati, accordati sulla frequenza di riposo 4,43 MHz. Il doppio secondario è accoppiato elettricamente e magneticamente secondo il principio del discriminatore a sfasamento, ad un avvolgimento primario. Ciascuno dei secondari possiede un circuito di rivelazione. Le due tensioni così rivelate si bilanciano in modo tale che quando la frequenza del segnale di crominanza è 4,43 MHz, la tensione rivelata globale risulta nulla. Per ogni spostamento di frequenza la tensione

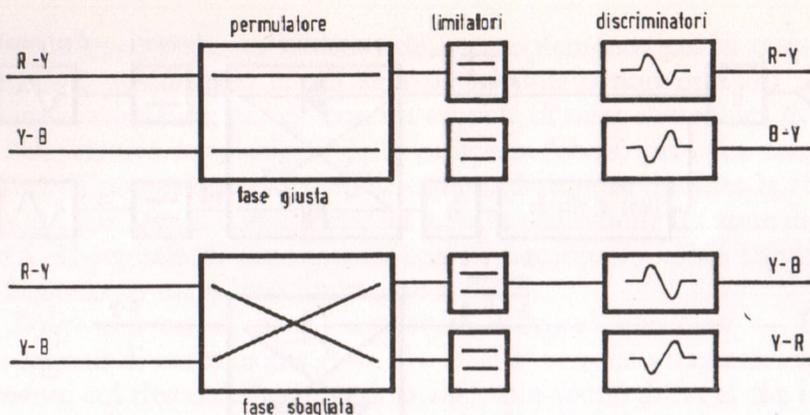


FIG. 366. Polarità delle righe di identificazione per fase corretta e per fase errata.

rivelata è positiva o negativa secondo il senso di detto spostamento ed ha un'ampiezza proporzionale al valore dello sfalsamento.

Il senso dei diodi del discriminatore  $B-Y$  è invertito rispetto a quello dei diodi del discriminatore  $R-Y$ , in modo che i segnali video forniti dai due discriminatori siano veramente  $R-Y$  e  $B-Y$  e non  $R-Y$  e  $Y-B$ . Si noti che in caso di errata fase di commutazione del permutatore i segnali video diventerebbero  $Y-R$  e  $Y-B$  e ci sarebbe perciò inversione delle polarità dei segnali video.

*Identificazione e controllo della fase di commutazione.* — In caso di errata commutazione da parte del permutatore, i segnali video  $-(R-Y)$  e  $-(B-Y)$  apparirebbero all'uscita dei discriminatori invece e al posto di  $B-Y$  e  $R-Y$ . I colori sarebbero perciò falsati.

Ecco perchè è importante controllare e correggere, se necessario, la fase di commutazione del permutatore relativamente a quella del commutatore  $B-Y$  e  $R-Y$  del codificatore in trasmissione.

Ancora, fintanto che persistesse un errore, si interdirebbe il passaggio dei segnali di crominanza e l'immagine presentata sul tubo tricromatico ridiventerebbe semplicemente un'immagine in « nero e bianco ».

Queste operazioni di controllo, di correzione e d'interdizione vengono effettuate semplicemente per mezzo di una bascula (flip-flop) di Schmitt, che sfrutta le righe di identificazione presenti in una frazione dell'intervallo di cancellazione di trama.

Solamente la rivelazione delle righe di identificazione permetterà il passaggio dei segnali di crominanza; ci sarà quindi estinzione auto-

matica nella ricezione di un segnale diverso da quello SECAM o nel caso di ricezione difettosa.

## Principio di funzionamento

*Identificazione.* — Le righe di identificazione trasmesse durante una frazione dell'intervallo di soppressione di trama possiedono, in video, una polarità determinata. In caso di errato smistamento esse presentano la polarità opposta. Basta dunque integrarle e «sentire» la loro polarità. La fig. 366 indica la polarità delle righe di identificazione a seconda che la fase del sistema di smistamento è corretta o sbagliata.

*Rimessa in fase.* — Per cambiare la fase di commutazione del permutatore, basta applicare un impulso di comando supplementare al flip-flop (v. fig. 367).

*Estinzione.* — L'estinzione è provocata dal bloccaggio dello stadio amplificatore  $V_{602A}$  (ECF200), che segue il limitatore di entrata.

*Realizzazione pratica.* — La funzione di identificazione e di controllo della fase di commutazione è basata sull'impiego di una bascula di Schmitt, che possiede due stati stabili: uno di essi caratterizza il passaggio, l'altro il bloccaggio dei segnali di crominanza. Il transito da uno stato all'altro si effettua secondo un ciclo d'isteresi; l'impulso supple-

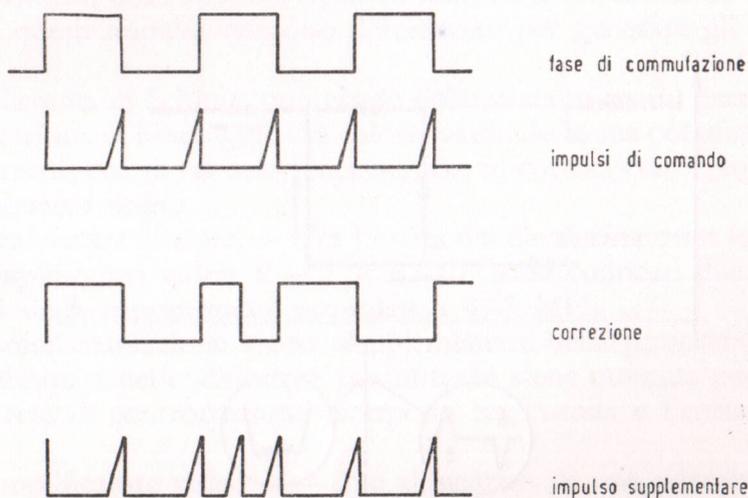


FIG. 367. Correzione di fase per mezzo di un impulso supplementare.

mentare di cambiamento di fase viene provocato dalla transizione dall'interdizione al passaggio. All'entrata del flip-flop di Schmitt sono applicati da una parte le righe di identificazione integrate e dall'altra due impulsi  $A$  e  $B$  (v. fig. 368) forniti dal ricevitore. L'impulso  $A$  assicura il posizionamento nello stato « passaggio », qualunque possa esser stata la condizione precedente della bascula, che è normalmente polarizzata alla tensione  $V_0$ .

L'impulso  $B$  provoca la transizione allo stato di « interdizione », salvo quando le righe di identificazione hanno la polarità corretta e sono ben posizionate (fig. 369). Il generatore bascula resta allora nello stato di « passaggio » e l'impulso  $A$  della trama successiva non provocherà commutazione. Fintanto che la ricezione si conserva corretta, il sistema rimane inattivo.

Se le righe di identificazione sono di polarità errata, l'impulso  $B$  provoca il bloccaggio fino a che l'impulso  $A$  della trama seguente produce la commutazione nel senso « bloccaggio-passaggio » creatore dell'impulso supplementare di rimessa in fase. Le righe di identificazione avranno allora la polarità buona quando arriva l'impulso  $B$  e si ricade nel caso precedente. Se le righe di identificazione sono male posizionate (ricevitore non sincronizzato) o non esistono affatto (ricezione di un segnale bianco-nero) l'impulso  $B$  bloccherà sempre il passaggio dei segnali di crominanza.

In pratica il generatore di Schmitt comprende uno stadio amplificatore a pentodo  $V_{602A}$  (ECF200) e uno stadio a pentodo  $V_{601A}$

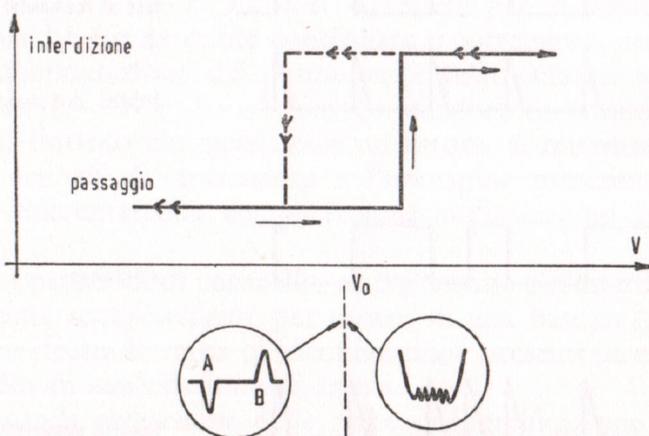


FIG. 368. Stati della bascula di Schmitt.

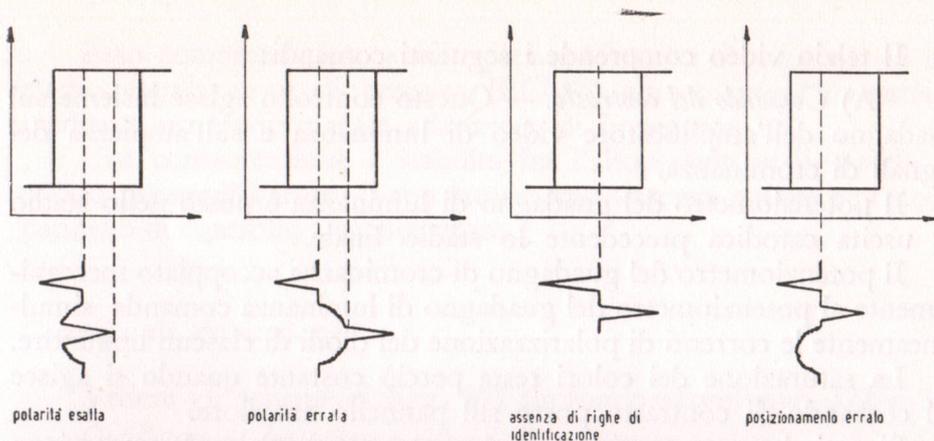


FIG. 369. Effetto delle righe di identificazione.

(ECF200); la parte pentodo serve ad un tempo al funzionamento della bascula propriamente detta e all'amplificazione del segnale di crominanza centrato su 4,43 MHz. Il generatore è connesso alle uscite degli amplificatori video  $R - Y$  e  $B - Y$  attraverso un circuito integratore, seguito da un circuito differenziatore. Il primo serve a estrarre le righe di identificazione dal segnale di uscita e dai componenti dei disturbi parassiti, il secondo sopprime il contenuto medio dell'immagine, che potrebbe modificare il punto di polarizzazione della bascula. Una seconda entrata di questo generatore di Schmitt è prevista per gli impulsi di ritorno dello spot col ritmo di trama. I fronti anteriore e posteriore di questi impulsi vengono differenziati per generare gli impulsi  $A$  e  $B$ .

La bascula di Schmitt può essere polarizzata in modo permanente nella posizione di bloccaggio del colore, variando la sua polarizzazione: due morsetti, che in tal caso basta mettere in cortocircuito, sono previsti a questo scopo.

*Amplificatore di uscita.* — Tra l'uscita dei discriminatori e le entrate degli amplificatori video  $R - Y$  e  $B - Y$  sono collocati due circuiti rielettori della sottoportante accordati a 4,43 MHz.

La disaccentuazione video complementare della preaccentuazione video effettuata nel codificatore trasmittente viene ottenuta per mezzo di una rete di controreazione interposta fra l'uscita e l'entrata dello stadio.

L'amplificatore video  $V - Y$  è alimentato da una miscela dei segnali di  $R - Y$  e  $B - Y$  nelle proporzioni 0,30 ( $R - Y$ ) e 0,11 ( $B - Y$ ).

Il telaio video comprende i seguenti comandi:

A) *Comando del contrasto.* — Questo controllo agisce insieme sul guadagno dell'amplificatore video di luminanza e sull'ampiezza dei segnali di cromaticanza.

Il potenziometro del guadagno di luminanza è posto nello stadio ad uscita catodica precedente lo stadio finale.

Il potenziometro del guadagno di cromaticanza accoppiato meccanicamente al potenziometro del guadagno di luminanza comanda simultaneamente le correnti di polarizzazione dei diodi di ciascun limitatore.

La saturazione dei colori resta perciò costante quando si agisce sul comando di contrasto posto sul pannello anteriore.

Si noti che un potenziometro che permette di variare la saturazione dei colori è riservato ai tecnici; questo potenziometro è posto dietro al pannello dei comandi. Esso permette di rinforzare o di diminuire il guadagno di cromaticanza in certe condizioni di ricezione particolari: limite di portata, illuminazione dell'ambiente, ecc.

B) *Comando di luminosità.* — Questo controllo agisce sul livello di restituzione della componente continua del segnale di luminanza; esso è identico a quello che si trova abitualmente nei ricevitori per bianco e nero.

### Amplificatore del canale audio

Questo amplificatore (fig. 370) riceve il segnale di bassa frequenza (A.F.) audio proveniente dal telaio di demodulazione del suono attraverso il potenziometro di comando del pannello anteriore.

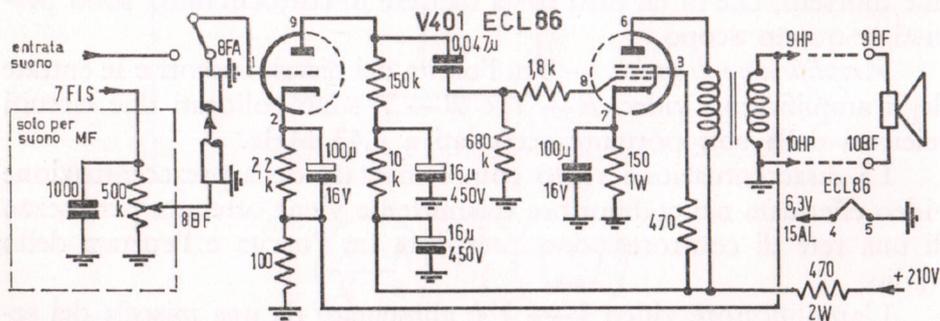


FIG. 370. Amplificatore di bassa frequenza del suono.

Esso comprende uno stadio preamplificatore di tensione ed uno stadio amplificatore di potenza (ECL86) alimentante l'altoparlante mediante un trasformatore adattatore di impedenze.

Una controreazione è stabilita fra l'altoparlante e il catodo del triodo preamplificatore. Il regolatore della potenza sonora è posto sul pannello di controllo del ricevitore.

## Circuiti di deviazione

Vedere gli schemi di figg. 371 (in fondo al volume), 372 e 374.

*Oscillatore di deviazione e circuiti di convergenza verticale.* — L'oscillatore di deviazione verticale è del tipo oscillatore bloccato. È costituito dalla sezione triodica di  $V_{702}$  (ECL85), dal trasformatore  $T_{701}$  e dai componenti associati. Il segnale a dente di sega è generato nel circuito anodico del tubo elettronico. Questo segnale viene trasmesso alla sezione pentodo di potenza di  $V_{702}$  (ECL85), la cui placca alimenta il primario del trasformatore di deviazione. La sincronizzazione in frequenza dell'oscillatore è assicurata dal tubo  $V_{701}$  (12AT7), la cui griglia riceve il segnale di sincronizzazione verticale. Gli elementi  $R$  e  $C$  associati assicurano l'eliminazione dei segnali a frequenza di riga. Il trasformatore di uscita possiede tre avvolgimenti secondari: uno alimenta le bobine di deviazione verticale, gli altri due alimentano i circuiti di convergenza. Il primo di questi secondari è costruito bifilare. I due avvolgimenti costituiscono i due bracci di un ponte, gli altri due bracci sono costituiti da un potenziometro. Le bobine di deviazione sono disposte in una diagonale del ponte, l'altra diagonale è alimentata in tensione continua. Ogni squilibrio del ponte provocato dallo spostamento del cursore del potenziometro dalla sua posizione di equilibrio fa passare nelle bobine una corrente continua, il che provoca uno spostamento verticale dell'immagine verso l'alto o il basso secondo il senso dello spostamento. La corrente continua che circola in questo ponte è la corrente dell'amplificatore di potenza di deviazione orizzontale (v. fig. 373). Questi circuiti sono alimentati dalle tensioni + 390 V e 800 V. La tensione 800 V è fornita dalla sezione di deviazione orizzontale (tensione incrementata).

*Circuiti di deviazione e di convergenza orizzontali.* — Questo complesso comprende un oscillatore asservito alla frequenza di riga, seguito da uno stadio di potenza che fornisce anche l'E.A.T. (23 kV) per lo schermo del tubo tricromatico.



*Oscillatore.* — L'oscillatore asservito comprende un doppio triodo  $V_{703}$  o 12AW7 e il triodo  $V_{701A}$  (12AT7).  $V_{703}$  è montato come oscillatore multivibratore libero; uno degli accoppiamenti è costituito dal circuito catodico comune; un circuito risonante mantiene la frequenza naturale dell'oscillatore in prossimità della frequenza di riga. Con le tensioni di griglia si può variare la frequenza e questa proprietà è sfruttata per asservire la frequenza dell'oscillatore alla frequenza degli impulsi di sincronizzazione (asservimento di fase). Questi impulsi sono applicati al diodo virtuale formato dal catodo e dalla griglia di  $V_{701A}$  (12AT7), la cui placca è alimentata dal segnale di ritorno orizzontale. La tensione continua prodotta dalla coincidenza sulla griglia di  $V_{701A}$  è proporzionale allo scarto delle frequenze dell'oscillatore e del segnale di sincronizzazione. Essa è applicata a una delle griglie dell'oscillatore con un senso tale che tende ad annullare questo scarto, cioè a mantenere la frequenza dell'oscillatore in sincronismo con quella degli impulsi (C.A.F.F.). Il potenziometro « frequenza di riga », che agisce sulla seconda griglia dell'oscillatore, permette di portare la frequenza dell'oscillatore nel campo di sincronizzazione. Il segnale di uscita viene applicato alla griglia dello stadio di potenza e prelevato per destinarlo alla sezione di crominanza per comandare il generatore di alternativa.

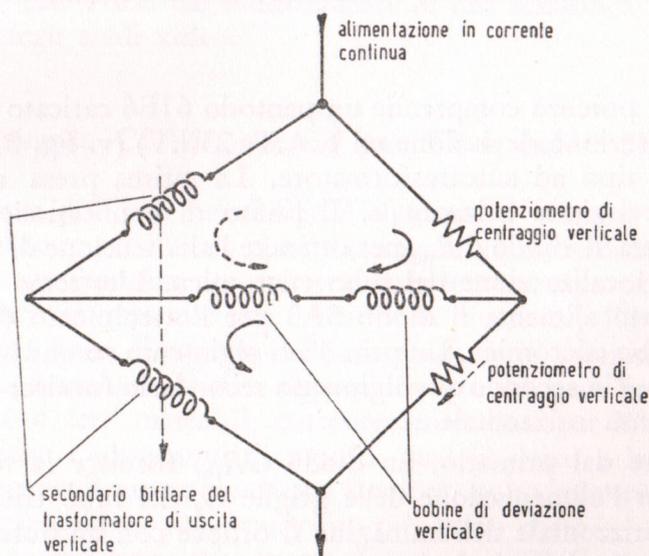


FIG. 373. Ponte per il centraggio verticale.

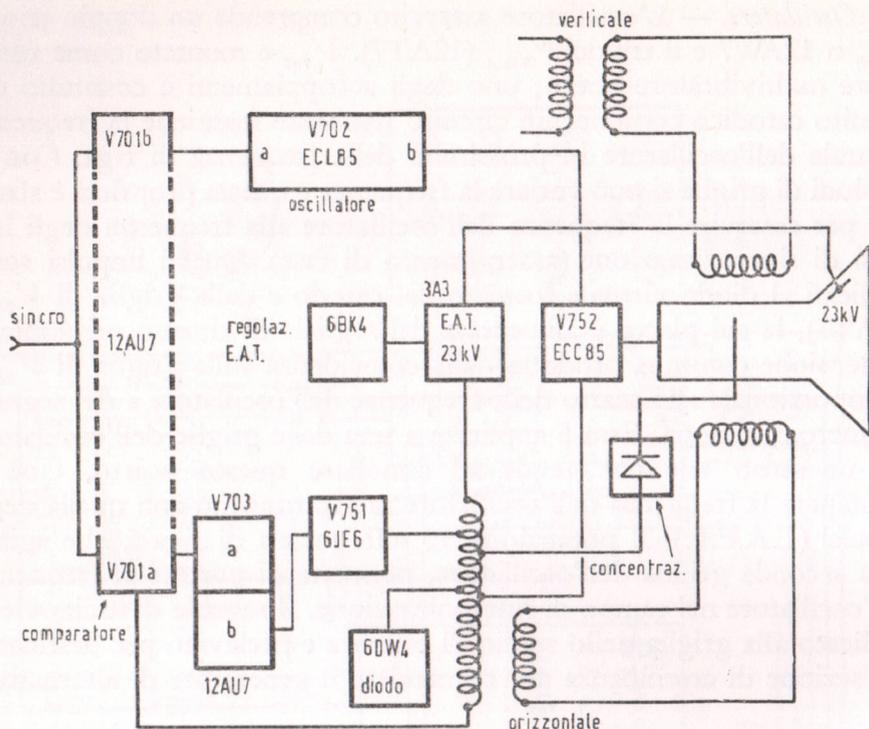


FIG. 374. Schema a blocchi riassuntivo dei circuiti di deviazione e di cancellazione dei ritorni.

Lo stadio di potenza comprende un pentodo 6JE6 caricato da un trasformatore (sezione deviazione ed E.A.T. 23 kV) (v. fig. 371). Il primario è del tipo ad autotrasformatore. La prima presa alimenta il giogo di deviazione orizzontale. Il punto di connessione del tubo 6JE6 alimenta il diodo  $CR_{102}$  per ottenere l'alta tensione di 5 kV degli elettrodi di focalizzazione del tubo tricromatico. L'estremo finale dell'avvolgimento alimenta il diodo 3A3 per l'ottenimento dell'E.A.T. 23 kV del tubo tricromatico. Un primo avvolgimento secondario accende il diodo 3A3. Un secondo avvolgimento secondario fornisce le correnti di convergenza orizzontale.

A partire dal primario, un diodo  $CR_{101}$  fornisce la tensione di +900 V per l'alimentazione delle griglie  $G_2$  del tubo tricromatico. Il centraggio orizzontale dell'immagine si ottiene con un potenziometro analogo a quello della deviazione verticale, infatti una parte dell'avvolgimento primario è bifilare.

## Circuiti di estinzione (sezione deviazione ed E.A.T. 23 kV).

Un doppio triodo  $V_{752}$  - ECC85 è usato per la soppressione dei ritorni. I segnali di deviazione verticale vengono amplificati dal primo triodo. Essi vengono mescolati ai segnali di deviazione orizzontale sulla griglia del secondo triodo. Il segnale di uscita è applicato ai tre elettrodi  $G_2$  di accelerazione del tubo tricromatico (v. fig. 374).

## Alimentazione

Un trasformatore (v. fig. 375) fornisce direttamente o dopo raddrizzamento le seguenti tensioni:

- 1) 6,3 V c.a. per l'accensione dei filamenti dei tubi;
- 2) 6,3 V c.a. per l'accensione dei filamenti del tubo tricromatico e del tubo regolatore dell'E.A.T. 6BK4;
- 3) + 390 V c.c. dal raddrizzatore di entrambe le semionde per l'alimentazione dei circuiti di deviazione e degli stadi di uscita video;
- 4) + 210 V c.c. dal raddrizzatore di entrambe le semionde per i circuiti di deviazione e per gli amplificatori video. Una sorgente di + 12 V c.c. stabilizzata da un diodo Zener, ottenuta a partire dal + 210 V, alimenta il selettore UHF;
- 5) - 220 V c.c. dal raddrizzatore di una semionda per la polarizzazione degli stadi video.

## Linea di ritardo CSF in acciaio per TV a colori SECAM

Il sistema di TV a colori SECAM, come si è visto, si distingue dagli altri sistemi per il fatto che i due segnali di crominanza sono trasmessi non simultaneamente, ma sequenzialmente, riga per riga. Ciò implica, tanto in trasmissione, quanto in ricezione, l'immagazzinamento in una linea di ritardo dell'informazione di crominanza per la durata della scansione di una riga, cioè circa 64  $\mu$ sec in Europa.

Rispetto a certi materiali, correntemente usati per la costruzione di queste linee a ultrasuoni di ritardo, quali il vetro e la silice fusa, l'acciaio presenta il vantaggio di una fragilità molto minore, una lavorazione più semplice e soprattutto un più basso costo.

Questi sono i motivi che hanno indotto la CSF (Compagnie générale de télégraphie Sans Fil) a studiare linee a ultrasuoni a base di acciaio.

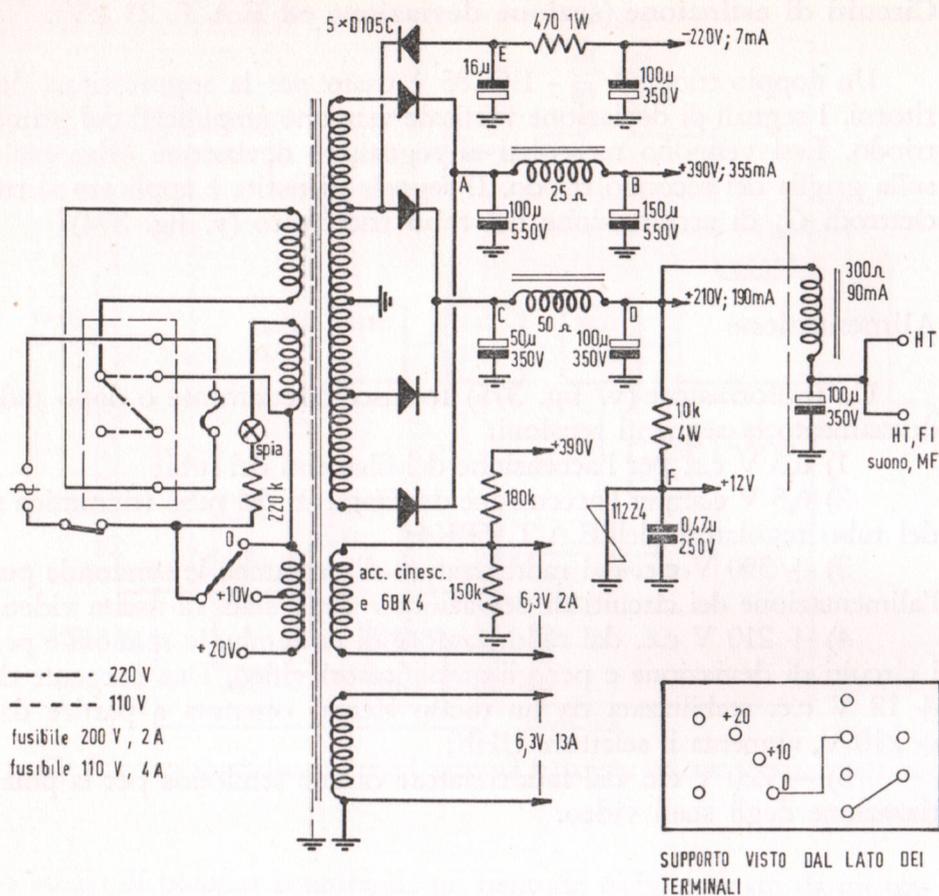


FIG. 375. Schema elettrico dell'alimentatore.

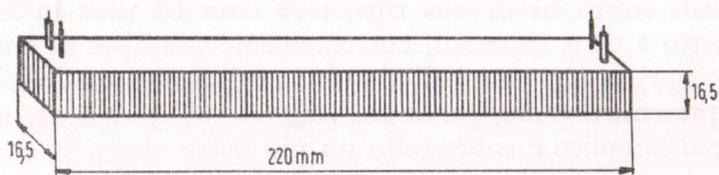


FIG. 376. Linea di ritardo CSF ad ultrasuoni.

## Descrizione

La linea di ritardo CSF è costituita da una barra a ultrasuoni in acciaio di sezione quadrata. Alle due estremità di questa barra sono fissati due trasduttori piezoelettrici in ceramica: uno trasmettitore e uno ricevitore. Un segnale modulato in frequenza centrato su 4,43 MHz viene trasformato in onde ultrasonore dal trasduttore di entrata, ritardato di 63,8  $\mu$ sec nella linea di acciaio e infine riconvertito dal trasduttore di uscita in un segnale elettrico utilizzabile, attenuato di circa una ventina di dB. L'insieme è rivestito con un poliestere polimerizzato, di colore verde, che dà alla linea l'aspetto di un parallelepipedo di lunghezza 220 mm e di sezione  $16,5 \times 16,5$  mm. I due morsetti di entrata e i due morsetti di uscita sono posti sopra una stessa faccia alle due estremità della linea e in piani normali all'asse longitudinale del parallelepipedo. Le connessioni di massa sono collegate elettricamente alla guida di acciaio; si riconoscono perchè sono lasciate nude, mentre gli altri morsetti di entrata e di uscita sono inguainati con materiale isolante (v. fig. 376).

## Un nuovo circuito di cromaticanza - luminanza per televisori SECAM

La C.F.T., creatrice del SECAM, ha recentemente realizzato un circuito semplificato e quindi di costruzione meno costosa, che riassume le funzioni di luminanza e cromaticanza nei televisori a colori SECAM. Questo nuovo circuito denominato PVL2 (fig. 377 in fondo al volume) può pertanto sostituire il corrispondente circuito PVL1 già descritto nel televisore RS15.

Dallo schema elettrico del PVL2 si può rilevare che l'amplificazione video-luminanza comporta un solo stadio (tubo EL183 a forte pendenza), ad accoppiamento diretto coi catodi del cinescopio, ciò che garantisce la trasmissione della componente continua.

Il filtro  $F$  inserito nel circuito anodico dello stadio amplificatore video ha lo scopo di attenuare di circa 15 dB la sottoportante di colore nel segnale video-luminanza; serve inoltre al prelievamento di tale sottoportante che viene trasmessa al circuito di demodulazione cromatica, mediante il trasformatore  $T_{r_1}$ , ad un forte livello (15 V-picco, su 1000  $\Omega$  d'impedenza). Il filtro  $F$  serve inoltre all'introduzione della deaccentuazione (cloche) nella modulazione di frequenza della sotto-

portante. I segnali di soppressione sono applicati sia all'uscita dal tubo  $V_1$  (ritorni quadro) sia ai catodi del cinescopio (ritorni riga).

La sottoportante di colore, in uscita dal trasformatore  $Tr_1$ , passa dapprima attraverso un limitatore d'ampiezza composto da due diodi al germanio, in modo da rendere costante l'ampiezza del segnale applicato alla griglia del tubo  $V_2$ .

Ciò, come è noto, annulla praticamente le distorsioni di guadagno differenziale, caratteristica fondamentale del sistema SECAM.

Nel circuito anodico di  $V_2$ , è inserito un filtro passabanda ( $Tr_2$ ) centrato su 4,43 MHz, che provvede all'adattamento d'impedenza con la linea di ritardo di 64  $\mu$ sec. Tale linea di ritardo introduce una perdita di circa 20 dB, compensata all'uscita dal trasformatore elevatore  $Tr_3$ : si noti inoltre che i due trasformatori  $Tr_2$  e  $Tr_3$  hanno anche la funzione di correttori della banda passante.

Il potenziometro da 500  $\Omega$ , connesso in parallelo al secondario di  $Tr_2$ , permette di regolare l'ampiezza dei segnali trasmessi direttamente all'inversore elettronico. Il bilanciamento dei due segnali, diretto e ritardato, può essere ottenuto con una tolleranza di 2 dB.

I secondari dei due trasformatori  $Tr_2$  e  $Tr_3$  fanno capo ad un circuito ispirato al classico *transitron*, utilizzante però un tubo esodo, anzichè l'abituale pentodo. È opportuno ricordare che in tale circuito viene introdotta una reazione fra la griglia schermo ed il soppressore, mediante un accoppiamento capacitivo esterno: la funzione del soppressore è in tal caso molto importante poichè viene così a controllare la corrente di schermo e di conseguenza la corrente anodica.

Si viene con tale circuito a realizzare un commutatore, economico e semplice, comandato dagli impulsi di ritorno di riga, che controlla l'inversore elettronico a quattro diodi.

I circuiti di crominanza che seguono sono identici a quelli già descritti per il televisore RS15 (PVL1), salvo l'amplificatore dei segnali del verde costituito dal tubo ECH200 ( $V_3$ ).

Oltre alla funzione amplificatrice della sottoportante, il pentodo  $V_2$  è utilizzato per la sincronizzazione e la soppressione colore (*killer*), in cooperazione con la sezione triodica dello stesso  $V_2$ .

Triodo e pentodo di  $V_2$  costituiscono un commutatore bistabile comandato dagli impulsi di quadro che eccitano la griglia del triodo. In assenza del segnale di crominanza, o comunque quando la sua polarità non è corretta, il pentodo è interdetto; quando il segnale di sincronizzazione colore è presente con la corretta polarità, il pentodo viene sbloccato.

Questo commutatore verifica ad ogni termine di quadro la presenza e la polarità dei segnali di sincronizzazione colore.

Quando tali segnali sono di polarità non corretta, il pentodo viene bloccato per tutta la durata di un quadro, alla fine del quale il commutatore riprende il suo stato di conduzione creando un impulso che pone l'inversore elettronico nella corretta posizione.

## Recenti perfezionamenti apportati al sistema di TV a colori SECAM

Il sistema SECAM ha subito varie modifiche, che, senza mutare le caratteristiche di base, hanno permesso di apportare notevoli miglioramenti riguardanti la protezione contro il rumore e la visibilità della subportante nel caso della ricezione compatibile in bianco e nero. Riassumiamo e completiamo qui le notizie già introdotte nei paragrafi precedenti e relative alle modifiche in oggetto.

### Vecchi parametri di trasmissione

Per comodità del lettore si riassumono qui brevemente i valori dei parametri, che sono stati usati in precedenza, negli esperimenti effettuati in Francia e nei diversi paesi europei.

Il segnale di luminanza, costituito in modo identico a quello del sistema NTSC, ha per equazione:

$$E'_y = 0,59 E'_v + 0,30 E'_r + 0,11 E'_b$$

e viene trasmesso con una larghezza di banda di 5 MHz, per il sistema a 625 righe con scarto di frequenza di 5,5 MHz fra le portanti video e audio.

I segnali cromatici trasmessi sequenzialmente in modulazione di frequenza della sottoportante erano:

$$E'_r - E'_y = 0,70 E'_r - 0,59 E'_v - 0,11 E'_b$$

$$E'_b - E'_y = 0,89 E'_b - 0,59 E'_v - 0,30 E'_r$$

la frequenza della sottoportante per il bianco di riferimento era 4,43 MHz e l'ampiezza nominale di trasmissione, costante a motivo della

modulazione di frequenza, era  $A = 0,16$  rispetto alla distanza bianco-nero del segnale di luminanza, assunta come unità.

In queste condizioni le varie equazioni del segnale composto sono:

$$E_t = E'_y + \rho \cos \varphi(t)$$

con

$$\frac{d\varphi}{dt} = 2\pi (f_0 + E_c \Delta f)$$

dove  $E_c = 1,12 (E_b' - E_v')$  ovvero  $1,41 (E_r' - E_v')$  alternativamente a mezza frequenza di riga.

Conviene precisare inoltre che il valore massimo dell'escursione di frequenza previsto per la trasmissione di colori di saturazione massima 75% dell'ampiezza, era  $\pm 750$  kHz.

Da diverse prove comparative è risultato che in presenza di disturbi questo segnale consentiva una ricezione di buona qualità e che inoltre si beneficiava di una protezione molto superiore rispetto ad altre perturbazioni di trasmissione come le interferenze « co-canale », le distorsioni non lineari (guadagno e fasi differenziali), le variazioni dell'equivalente di trasmissione. La modulazione di frequenza della sottoportante di colore e la trasmissione di due segnali simultanei invece di tre, assicurano al segnale SECAM una solidità superiore, grazie a una densità d'informazione minore di quella del segnale del sistema NTSC.

Sotto questa forma tuttavia, il segnale SECAM presentava un inconveniente, che si traduceva, durante la ricezione compatibile in bianco e nero, in una maggior visibilità della sottoportante di colore.

Mentre nel sistema NTSC l'ampiezza della sottoportante, grosso modo, è proporzionale alla saturazione dei colori e si annulla, in particolare per i bianchi e i grigi dell'immagine, il segnale SECAM conserva un'ampiezza costante, che, per il valore scelto del 16% dell'ampiezza di luminanza, introduce una punteggiatura permanente più disturbante. Bisognava, in media, ridurre l'ampiezza di 5 dB circa per ottenere sulle immagini comuni l'equivalenza col sistema NTSC.

Si noti, tuttavia, che l'ampiezza non è il solo valore che interviene nella visibilità di questa punteggiatura dovuta alla sottoportante, ma anche le relazioni di frequenza e di fase con le ricorrenze di deviazioni di riga e di trama dell'analisi. Di questo fatto si approfitta nel sistema NTSC con la scelta della frequenza multiplo dispari intero della semi-frequenza di riga, e nel SECAM con un'inversione periodica della fase della sottoportante, inversione che stabilisce una compensazione delle

strutture a punti. L'entità di questa compensazione diminuisce però rapidamente quando si aumenta l'escursione di frequenza, come si avrà occasione di precisare in seguito.

Il principale ostacolo alla riduzione di ampiezza necessaria per assicurare una migliore compatibilità risiede nella degradazione proporzionale del rapporto segnale/disturbo.

Da questo punto di vista, il compromesso del sistema NTSC sembra soddisfacente, poichè permette ai trasmettitori di segnali colorati di coprire un'area all'incirca equivalente a quella dei trasmettitori in bianco e nero, dato il livello nominale elevato di trasmissione della subportante di colore. Nel SECAM, la modulazione di frequenza fornisce un guadagno sensibile di protezione, che ammette una riduzione di questo livello nominale, ma, come si è visto, insufficiente se si tiene conto del criterio di compatibilità.

Un altro difetto si manifesta anche quando la subportante viene trasmessa a basso livello. È l'intermodulazione, detta « cross color » nella letteratura, e dovuta alle componenti di luminanza sovrapposte al segnale cromatico nell'intervallo di frequenze fra 3 e 5 MHz. Il segnale di luminanza si comporta, rispetto alla subportante, come un'interferenza il cui livello relativo deve essere mantenuto ad un valore abbastanza basso per non risultare disturbante. Tenuto conto di queste varie limitazioni, si sono studiate modifiche del segnale SECAM, che permettono, conservando completamente i vantaggi segnalati sopra, di abbassare la visibilità della sottoportante per soddisfare completamente al criterio di compatibilità senza, per altro, introdurre una sensibile complicazione nel ricevitore.

### **Preaccentuazione**

La preaccentuazione delle alte frequenze, usata correntemente nella pratica della radiodiffusione a modulazione di frequenza, presenta il vantaggio di una notevole riduzione delle componenti di rumore di frequenze alte. Essa viene utilizzata sistematicamente nelle trasmissioni di TV attraverso ponti radio, dove apporta solo un miglioramento modesto al rapporto segnale/disturbo (da 2 a 3 dB), ma riduce considerevolmente le distorsioni di non linearità.

Nel caso del segnale cromatico SECAM, lo scopo perseguito era diverso e si tendeva semplicemente a mantenere lo stesso rapporto segnale/disturbo, quando si diminuiva l'indice di modulazione delle

basse frequenze. Si è potuto ottenere ciò sfruttando una conveniente curva di preaccentuazione.

La riduzione dell'indice di modulazione dei bassi, imposta dalla scarsa larghezza del canale di trasmissione ( $\pm 1$  MHz nello standard a 625 righe C.C.I.R.), diminuisce corrispondentemente il guadagno di protezione dovuto alla preaccentuazione. Il risultato globale è tuttavia favorevole, perchè la diminuzione dell'escursione per le basse frequenze, cioè delle larghe zone dell'immagine, migliora la struttura a punti dell'immagine compatibile. Essendo più ridotti gli scarti di frequenza fra le diverse aree e fra le righe successive dell'immagine, modulate da due segnali indipendenti, la compensazione sopra segnalata guadagna in efficienza.

Alla ricezione, la disaccentuazione del segnale si effettua con un classico circuito a resistenza e capacità, i cui elementi sono poco critici; gli eventuali errori influenzano solo i transistori.

### Messa in forma del segnale per la trasmissione

Una seconda via di perfezionamento si appoggia sulla possibilità di introdurre una variazione giudiziosa di ampiezza della subportante, prima della trasmissione, che permetta di alimentare l'organo ricevitore nelle condizioni ottime del rapporto segnale/disturbo.

Poichè la frequenza istantanea dell'onda portante è solo caratteristica dell'informazione trasmessa, simili variazioni di ampiezza non introducono alcuna distorsione del segnale, con la riserva che la linearità e la larghezza di banda del canale siano sufficienti. Fra i vari mezzi per realizzare tali variazioni di ampiezza, converrà distinguere quelli che conservano i rapporti delle diverse componenti del segnale modulato in frequenza (modulazione di ampiezza per esempio), e potranno perciò essere ignorati dal ricevitore, da quelli che modificano questi rapporti e per i quali si deve prevedere una compensazione nel ricevitore. I due metodi sono stati sfruttati insieme per ottenere il miglior risultato.

Un secondo dispositivo di modulazione di ampiezza è pure previsto in trasmissione per assicurare una maggior protezione in particolare contro l'intermodulazione dei componenti di luminanza già discussa. L'entità di questo difetto, evidentemente è largamente funzione del contenuto dell'immagine trasmessa e non si manifesta che in caso di transizioni rapide o nella trasmissione di dettagli fini e contrastati (mire di risoluzione per esempio).

Sembra desiderabile, per il fatto che il carattere di questa intermodulazione è istantaneo e fuggevole, e per la previsione possibile del suo verificarsi, concepire all'emissione un dispositivo di connessione comandato dal segnale perturbatore. Qui si tratta di un vero modulatore d'ampiezza, la cui azione viene totalmente eliminata dai limitatori del ricevitore. Esso aumenta semplicemente il livello della subportante proporzionalmente a quello delle componenti del segnale di luminanza, che vi possono essere nell'intervallo da 3 a 5 MHz, durante la mescolazione. Si può così mantenere il tasso d'intermodulazione ad un valore abbastanza basso, conservando mediamente un livello di trasmissione ridotto.

## Risultati

La verifica sperimentale delle prestazioni ottenute con l'insieme dei dispositivi descritti ha portato a misure comparative, fra il sistema NTSC e il SECAM, di soglia di visibilità e di tollerabilità del rumore, nonché della compatibilità.

Col livello della sottoportante ridotto al 10% dell'ampiezza del segnale di luminanza, la soglia di visibilità e la tollerabilità sono pressoché uguali nei due sistemi. Per contro, in molti casi che dipendono in gran parte dal contenuto dell'immagine, il disturbo generato dalla subportante del SECAM appare inferiore a quello del sistema NTSC, senza dubbio per il fatto della maggior riduzione dell'ampiezza nelle zone saturate.

## Il SECAM definitivo — Introduzione

La Compagnie Française de Télévision (C.F.T.), creatrice del sistema SECAM di televisione a colori, ne ha recentemente lanciato una nuova versione perfezionata e migliorata nelle sue prestazioni.

È infatti da porre in rilievo che mentre il sistema americano NTSC ha dietro di sé una dozzina di anni di esperienza e di continui affinamenti, il SECAM, che è di creazione molto recente, si sta ora assestando e perfezionando, sulla base dei risultati raccolti in un paio d'anni di trasmissioni sperimentali sistematiche.

Ed è precisamente l'insieme di tali risultati, unitamente ad innumerevoli osservazioni in sede teorico-pratica, che ha permesso di por-

tare a termine un accurato e profondo lavoro di sintesi e revisione delle caratteristiche tecniche del sistema SECAM originale, per dargli l'attuale struttura definitiva, notevolmente migliorata.

I parametri di trasmissione delle informazioni di cromaticità sono stati riconsiderati tenendo conto di taluni fattori psico-fisiologici, ed ottenendo così un aumento di protezione del canale colore contro i disturbi, contemporaneamente ad una diminuzione della visibilità della sottoportante nelle immagini compatibili in bianco-nero.

In altre parole, sono stati praticamente annullati i due principali difetti che si potevano ascrivere al SECAM originale.

La sensibilità ai disturbi degli attuali sistemi di televisione a colori è caratterizzata da una ripartizione non uniforme dell'effetto di percezione visiva del disturbo stesso, secondo i diversi colori riprodotti; le aree rosse, ad esempio, sono molto più sensibili, subito seguite dalle aree blu e violette.

Si presenta pertanto una possibilità di miglioramento, cercando di realizzare una ripartizione più omogenea degli effetti dei disturbi.

L'impostazione di tale problema, pur essendo di palese evidenza, non consente però facili e soprattutto semplici soluzioni nei due sistemi di TV a colori NTSC e PAL con trasmissione simultanea delle due componenti di cromaticità.

Alcune soluzioni possibili non si sono infatti dimostrate convenienti a causa della complessità dei conseguenti circuiti di matricizzazione necessari nel ricevitore. Ben diversamente si presentano invece le possibilità di soluzione in tal senso col sistema SECAM, a causa delle sue particolari caratteristiche di trasmissione sequenziale a MF.

La ricerca delle migliori condizioni tecniche per realizzare la più vantaggiosa ripartizione dei disturbi nelle aree cromatiche è stata effettuata tenendo conto di vari fattori fisici opportunamente dosati e particolarmente della ben nota legge psico-fisica di Fechner. Secondo tale legge, una determinata eccitazione o « stimolo » provoca una « sensazione » inversamente proporzionale al valore assoluto dell'eccitazione stessa.

Nel nostro caso, l'eccitazione da considerarsi è la luminanza. Ed infatti, il disturbo nella cromaticità è principalmente avvertito per il fatto che le condizioni di « luminanza costante », presupposto fondamentale degli attuali sistemi di trasmissione di TV a colori, non sono rigorosamente osservate alla ricezione.

Ciò è facile constatare nella ricezione di immagini di prova a barre cromatiche verticali ove le zone d'entrata a sinistra con maggiore lu-

minanza sono meno affette dai disturbi, molto più visibili nelle zone d'uscita a destra, a luminanza minore. Tutto ciò porta ad accentuare la protezione della luminanza per i colori aventi dei bassi valori di luminanza relativa.

Ed un efficace mezzo di protezione di tal genere è possibile col sistema SECAM agendo sulla posizione sintonica del circuito «formatore» (*mise en forme o cloche*), unitamente ad un'opportuna scelta del senso di modulazione.

È noto infatti che la crominanza di due colori complementari è della medesima ampiezza ma di senso opposto. Tale circostanza permette pertanto di agire sulla polarità dei segnali cromatici per dosare l'effetto di protezione derivante dall'azione del circuito formatore.

I segnali cromatici trasmessi secondo le norme SECAM hanno i valori:

$$M_B = -1,5 (E'_B - E'_Y)$$

$$M_R = -1,9 (E'_R - E'_Y)$$

Pertanto il senso di modulazione del segnale  $E'_R - E'_Y$  è tale che per le aree rosse la deviazione è negativa, mentre per le aree blu

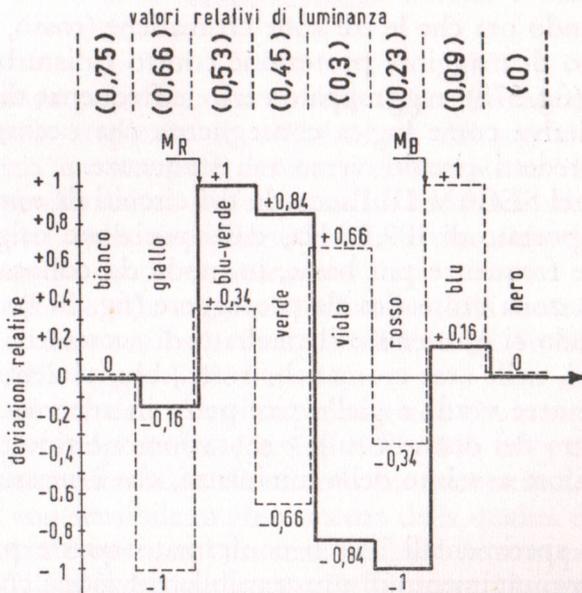


FIG. 378. Distribuzione dei segnali cromatici entro la banda di modulazione di frequenza della sottoportante, in corrispondenza delle intensità relative di luminanza.

il senso di modulazione è positivo; ciò rispetto alla posizione sintonica del circuito « cloche ». Per dosare la più conveniente ampiezza di questi due segnali a basso valore di luminanza, si fa in modo di spostare la frequenza di riposo del circuito formatore di preaccentuazione (cloche) in una posizione tale da ottenere sperimentalmente il miglior risultato: ridurre il disturbo visibile per trasferirlo in altre aree ad elevato valore di luminanza.

Il diagramma di fig. 378 mostra i valori delle deviazioni relative ai vari colori trasmessi.

Appare inoltre dallo stesso diagramma come i valori relativi della luminanza decrescano dal bianco verso il nero, secondo le varie zone cromatiche.

È noto che le caratteristiche funzionali del sistema SECAM, già descritte in precedenza, comprendono l'azione di un particolare circuito « formatore » (*mise en forme*) alla trasmissione, integrato da un corrispondente circuito complementare (*cloche*) alla ricezione.

Tale azione si traduce in un effetto importante di protezione contro i disturbi, effetto però variabile con la frequenza di modulazione della sottoportante, e più efficace in corrispondenza della frequenza centrale della sottoportante stessa (4,43 MHz), presso la quale si trovano sintonizzati i circuiti di *mise en forme* e di *cloche*.

Considerando ora che le tre zone cromatiche (rosso, blu, violetto) che necessitano di maggiore protezione contro i disturbi sono, come abbiamo visto (fig. 378), raggruppate verso le frequenze di modulazione inferiori, ne deriva come logica conseguenza che occorre spostare la sintonia dei predetti circuiti verso tali frequenze.

Pertanto nel SECAM III l'accordo dei circuiti di *mise en forme* e di *cloche* è stato spostato di 109,5 kHz, dalla posizione originale di 4,43 MHz, verso le frequenze più basse, in modo da collocarlo all'incirca al centro della zona cromatica da proteggere (fig. 379).

Così facendo si è ottenuto il risultato di accrescere la protezione verso i disturbi, nelle aree cromatiche rosso, blu, violetto, ovviamente a scapito delle aree verde e giallo ove però, in aderenza alla legge di Fechner, l'effetto dei disturbi sulla « sensazione » è ridotto proporzionalmente al valore assoluto della luminanza, che è massima per questi ultimi colori.

I risultati sperimentali hanno confermato queste previsioni teoriche con il raggiungimento di una sensibile riduzione complessiva dei disturbi visibili nell'immagine, derivante da una ripartizione più uniforme del disturbo nelle diverse aree cromatiche.

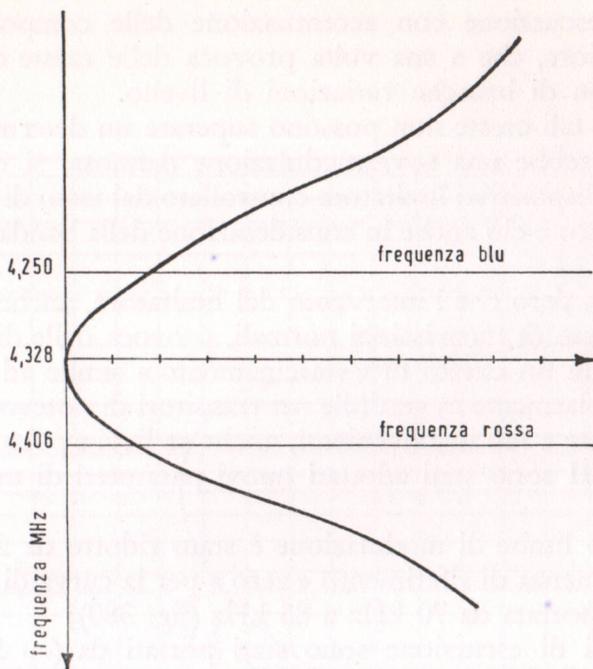


FIG. 379. Spostamento della posizione sintonica del circuito di correzione (cloche) nel nuovo sistema SECAM.

Questa nuova posizione dei circuiti di protezione con le relative conseguenze nelle ampiezze di modulazione dei segnali cromatici ha inoltre permesso un sensibile aumento dell'ampiezza della sottoportante e delle sue deviazioni di frequenza in modulazione con ulteriore evidente beneficio nella protezione contro i disturbi ed allargamento dell'area di servizio delle emissioni.

È da notare che tale accresciuto livello della sottoportante non ha conseguenze dannose sulla compatibilità, e ciò in virtù, anche in questo caso, della legge di Fechner.

Il decentramento dei circuiti di protezione e l'aumento complessivo del livello della sottoportante (da 140 mV a 160 mV) contribuiscono entrambi ad incrementare il livello di sottoportante nelle aree cromatiche poco saturate, con sensibile miglioramento della qualità dell'immagine.

Poichè, come è noto, nel sistema SECAM la sottoportante di colore viene modulata di frequenza, tutti gli interventi correttivi normali nella MF sono stati adottati. In modo particolare la preaccentuazione video, il cui effetto ben noto sul segnale modulante è un distanziamento

dei limiti d'escursione con accentuazione delle componenti di frequenza superiore, che a sua volta provoca delle creste d'ampiezza in corrispondenza di brusche variazioni di livello.

E poichè tali creste non possono superare un determinato valore, che provocherebbe una sovr modulazione dannosa, si ricorre solitamente ad un dispositivo limitatore controllato dal tasso di modulazione limite ammesso: e ciò anche in considerazione della banda di frequenza trasmessa.

Ne deriva però che l'intervento del limitatore, anche se poco frequente nel corso di trasmissioni normali, provoca delle distorsioni che si traducono in un effetto di « trascinamento » simile ad un taglio di banda, particolarmente avvertibile nei transitori di notevole ampiezza.

Per ovviare a tali inconvenienti, anche se lievi e poco appariscenti, nel SECAM III sono stati adottati nuovi parametri di modulazione e precisamente:

- 1) il tasso limite di modulazione è stato ridotto da 5,6 a 3;
- 2) la frequenza di riferimento « zero » per la curva di preaccentuazione è stata portata da 70 kHz a 85 kHz (fig. 380);
- 3) i limiti di escursione sono stati portati da (— 550 kHz; + 500 kHz) a (— 450 kHz; + 350 kHz), con una deviazione nominale di 280 kHz in luogo della precedente di 230 kHz.

Il circuito di preaccentuazione è centrato su 4,29 MHz.

Le verifiche sperimentali di queste modificazioni hanno confermato in pieno tutte le previsioni, migliorando in modo sensibile le prestazioni generali della trasmissione col sistema SECAM, pur senza introdurre complicazioni nel ricevitore che conserva la sua originale semplicità.

### **Caratteristiche conseguenti alle modifiche apportate**

Questo ritocco alle norme comporta le seguenti conseguenze sui fattori caratteristici del SECAM:

*Disturbo.* — Convieni distinguere tre tipi di disturbo:

a) disturbo forte. — È caratterizzato dalla soglia di comparsa dei « pesci ». È evidente che questa soglia viene allontanata di 1,2 dB in seguito all'aumento del livello della subportante;

b) disturbo normale di trasmissione. — Si manifesta a livelli relativi inferiori alla soglia indicata precedentemente. L'aumento del livello della subportante e della deviazione nominale di frequenza

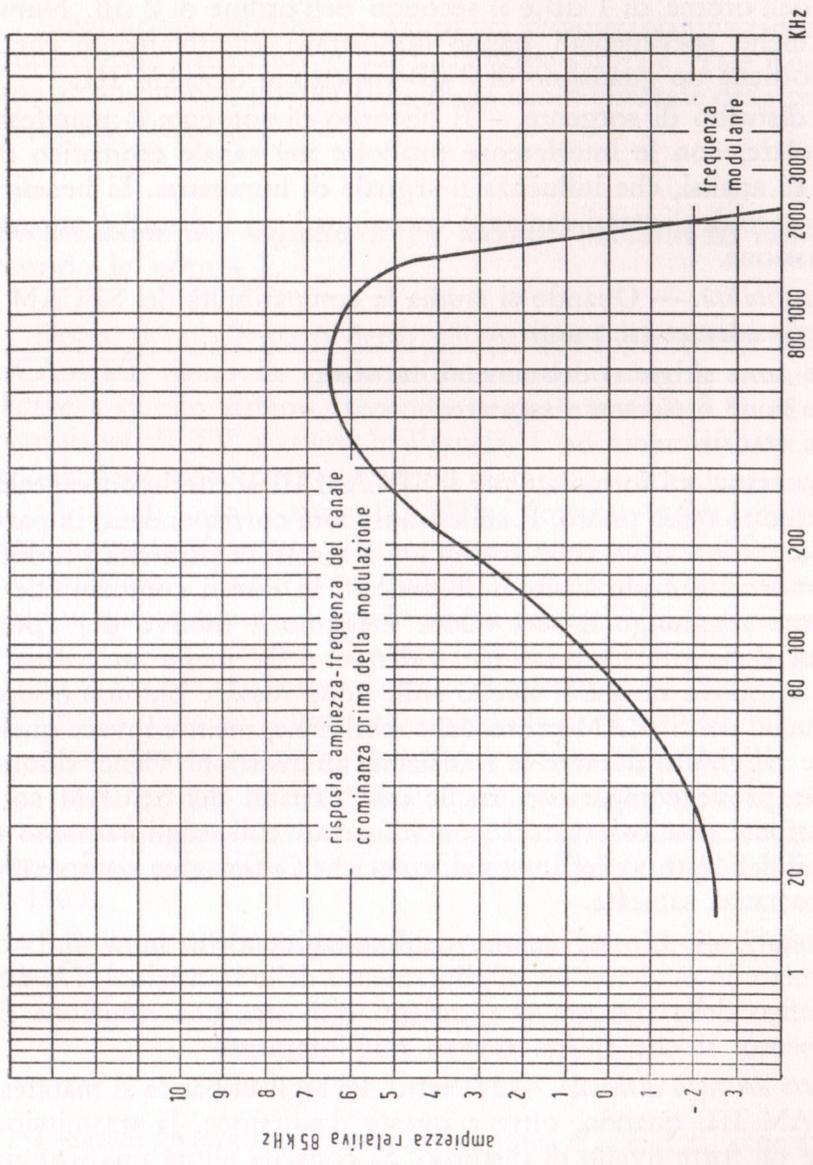


Fig. 380. Curva di risposta ampiezza-frequenza (preaccentuazione) del canale di crominanza, prima della modulazione.

comporta un guadagno di protezione di 3 dB. A questo effetto direttamente calcolabile, si aggiunge il guadagno della decentrata e si compensa la perdita dovuta alla riduzione della preaccentuazione. Il primo è dell'ordine di 1 dB e il secondo dell'ordine di 2 dB. Numerose verifiche sperimentali hanno dimostrato effettivamente che in totale si ottiene un guadagno di 2 dB rispetto al SECAM III;

c) disturbo di sorgente. — Il disturbo di sorgente si manifesta, in particolare, con le interferenze prodotte nel canale cromatico dal disturbo di analisi, che influenza il segnale di luminanza. Si beneficia in questo caso degli stessi vantaggi menzionati per il disturbo normale di trasmissione.

*Compatibilità.* — Quando si studia la compatibilità del SECAM si devono considerare tre punti:

- le zone grigie o debolmente saturate;
- le zone fortemente saturate;
- le transizioni.

Le osservazioni formulate per il SECAM III si riferiscono specialmente a questo terzo punto. È sulle transizioni corrispondenti in particolare ai contorni delle zone rosse che la struttura parassita prodotta dalla subportante è più visibile. È proprio in questi contorni che la subportante raggiunge il suo valore massimo a motivo dell'azione combinata della preaccentuazione video e della messa in forma.

Con le nuove norme il livello sulle zone rossa e blu non è superiore a quello del SECAM prima delle modifiche, mentre invece quello che viene raggiunto durante le transizioni in questione viene ridotto.

Molte prove comparative fra le due varianti del SECAM sono state effettuate con osservatori non informati e il miglioramento di compatibilità è stato avvertito ogni volta che l'immagine comportava zone abbastanza saturate.

*Transitori.* — L'osservazione dell'immagine della mira di barre al 75% mette in evidenza un miglioramento delle transizioni. L'esame oscillografico della risposta ai transienti dimostra una riduzione del trascinarsi, il che spiega questo miglioramento.

*Effetto dei tagli di banda.* — L'effetto dei tagli di banda si manifesta col SECAM III, quando, oltre a questa distorsione, la trasmissione introduce un forte livello di disturbo. Si constata allora una maggior sensibilità ai disturbi e in particolare per certe zone corrispondenti a frequenze alte della subportante, la soglia di apparizione dei « pesci » diminuisce.

Questo effetto viene efficacemente attenuato con le norme modificate, poichè, da una parte, la soglia generale di comparsa dei « pesci » è differita e, d'altra parte, l'escursione verso le frequenze alte è fortemente ridotta.

*Registrazione magnetica.* — Le prove dimostrano una riduzione del disturbo sulle zone rosse e blu fortemente saturate. Tale riduzione è, senza alcun dubbio, dovuta al miglioramento generale della protezione dei segnali cromatici.

### **Specificazioni del segnale di TV a colori SECAM III radiodiffuso secondo la norma L**

Dopo quanto è stato detto nei paragrafi precedenti sul sistema SECAM III siamo in grado di ben comprendere le norme ufficiali relative a questo sistema, secondo le quali la O.R.T.F. effettuerà le trasmissioni di TV a colori in Francia. L'adozione dello standard *L* (modulazione video positiva; suono modulato in frequenza; spaziatura fra le portanti video e audio 6,5 MHz; portante video irradiata a frequenza superiore rispetto alla portante audio) non modifica la sezione di crominanza del ricevitore, quindi ciò che si dirà qui sotto relativamente a questa sezione è valido anche per la TV a colori secondo lo standard *G*, che interessa l'Europa (esclusa la Francia) e in particolare l'Italia. Si ricorda che la descrizione del ricevitore RS15 riportata precedentemente riguarda la variante secondo la norma *G* adatta per l'Italia.

Ecco dunque le specificazioni del sistema SECAM III.

a) Il sistema SECAM di codificazione della crominanza è compatibile coi sistemi in bianco-nero a 625 righe e in particolare con le norme *L* di radiodiffusione (specificazione O.R.T.F. SN041E, settembre 1963).

b) Le coordinate dei colori primari del ricevitore nel sistema della C.I.E. sono:

Rosso ( <i>R</i> )	$x = 0,67;$	$y = 0,33$
Blu ( <i>B</i> )	$x = 0,14;$	$y = 0,08$
Verde ( <i>V</i> )	$x = 0,21;$	$y = 0,71$

I segnali generati dall'analizzatore sono  $E_R, E_B, E_V$ , che assumono il valore massimo unità per il bianco di riferimento.

Questi segnali subiscono una correzione del gamma per dare i segnali primari.

$$E'_R = E_R^{1/\gamma}; \quad E'_B = E_B^{1/\gamma}; \quad E'_V = E_V^{1/\gamma}$$

$\gamma$  è dell'ordine di 2,2.

c) Il bianco dell'immagine di TV per segnali primari uguali, detto « bianco di riferimento », è il bianco C della C.I.E., le cui coordinate sono:

$$x = 0,310; \quad y = 0,316$$

### Segnali elementari

a) Partendo dai segnali primari  $E'_R, E'_B, E'_V$  corretti in gamma, si ottiene il segnale di luminanza con la combinazione:

$$E'_Y = 0,59 E'_V + 0,30 E'_R + 0,11 E'_B$$

I segnali di cromaticità usati sono i segnali differenza di colore:

$$D'_R = -1,9 (E'_R - E'_Y)^{(1)}; \quad D'_B = -1,5 (E'_B - E'_Y)^{(1)}$$

b) Larghezza di banda del segnale di luminanza; la risposta alla transizione del canale di luminanza per un salto dal nero al bianco è conforme alla fig. 381.

c) Larghezza di banda dei segnali di cromaticità; è limitata a 1,5 MHz da un filtro, che dà l'attenuazione di 6 dB a questa frequenza.

### Codificazione della cromaticità

I segnali di cromaticità sono trasmessi sequenzialmente riga per riga con una sottoportante modulata in frequenza.

a) Frequenza della sottoportante di cromaticità: durante il periodo attivo delle righe la « frequenza di riposo »  $F_0$  della sottoportante, cioè la frequenza corrispondente a un segnale modulante nullo, emesso sulle zone grigie dell'immagine, è:

$$F_0 = F_R \pm 2 \text{ kHz}$$

dove  $F_R$  è la frequenza di un oscillatore di riferimento, il cui valore è:

$$F_R = 284^{(2)} F_h, \quad \text{ossia} \quad 4,4375 \text{ MHz}$$

$F_h$  è la frequenza di riga.

Nell'intervallo di soppressione orizzontale, la sottoportante forzata in fase o in opposizione di fase rispetto all'oscillatore di riferimento.

(1) Questi valori sono stati modificati ulteriormente.

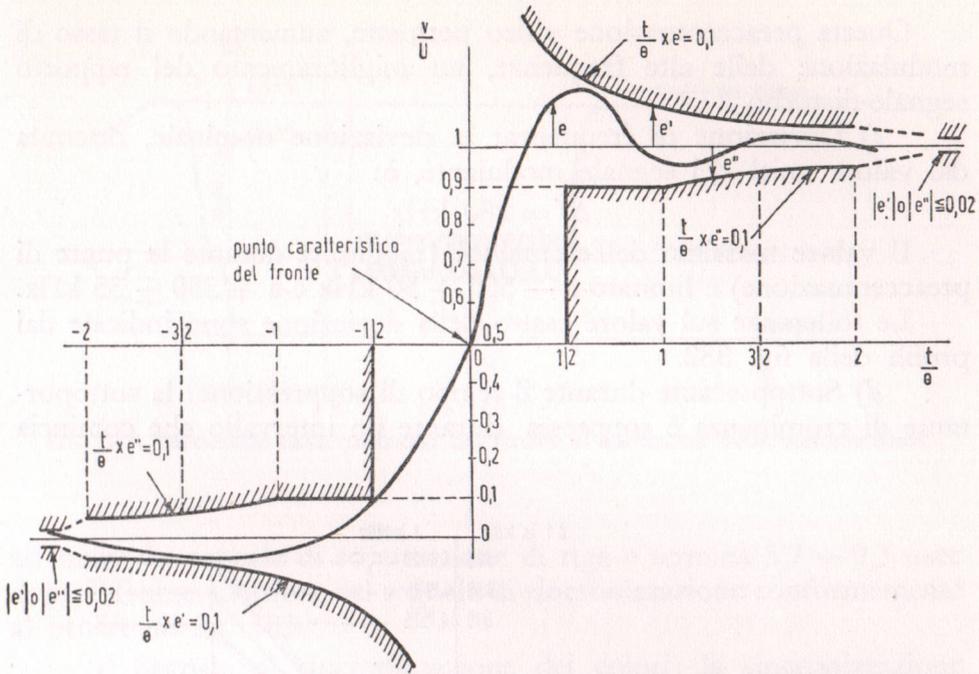


FIG. 381. Profilo di risposta transitoria di luminanza,  $\Theta = 130$  nsec.

b) Preaccentuazione video: il segnale, che modula in frequenza la subportante di cromaticanza è costituito dalla componente di cromaticanza trasmessa ( $D'_R$  o  $D'_B$ ) preaccentuata da una rete a minima fase, il cui guadagno, espresso in dB, in funzione della frequenza, è:

$$G = 10 \log \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/3f_1)^2}$$

con  $f_1 = 85$  kHz. La tolleranza globale sulla caratteristica ampiezza-frequenza dei segnali applicati al modulatore di frequenza è indicata dai profili della fig. 379.

(2) La frequenza di riferimento  $F_R$  è un multiplo pari della metà della frequenza di riga, invece di un multiplo dispari nel caso del sistema NTSC. Occorre infatti asservire, ad ogni riga di analisi durante la soppressione, l'oscillatore modulato all'oscillatore di riferimento per definire con grande precisione la sua frequenza e la sua fase. Il dispositivo di asservimento risulta semplificato se l'oscillatore di riferimento genera una frequenza multipla della frequenza di riga.

$$E'_R = E_R^{1/\gamma}; \quad E'_B = E_B^{1/\gamma}; \quad E'_V = E_V^{1/\gamma}$$

$\gamma$  è dell'ordine di 2,2.

c) Il bianco dell'immagine di TV per segnali primari uguali, detto « bianco di riferimento », è il bianco  $C$  della C.I.E., le cui coordinate sono:

$$x = 0,310; \quad y = 0,316$$

### Segnali elementari

a) Partendo dai segnali primari  $E'_R, E'_B, E'_V$  corretti in gamma, si ottiene il segnale di luminanza con la combinazione:

$$E'_Y = 0,59 E'_V + 0,30 E'_R + 0,11 E'_B$$

I segnali di crominanza usati sono i segnali differenza di colore:

$$D'_R = -1,9 (E'_R - E'_Y)^{(1)}; \quad D'_B = -1,5 (E'_B - E'_Y)^{(1)}$$

b) Larghezza di banda del segnale di luminanza; la risposta alla transizione del canale di luminanza per un salto dal nero al bianco è conforme alla fig. 381.

c) Larghezza di banda dei segnali di crominanza; è limitata a 1,5 MHz da un filtro, che dà l'attenuazione di 6 dB a questa frequenza.

### Codificazione della crominanza

I segnali di crominanza sono trasmessi sequenzialmente riga per riga con una sottoportante modulata in frequenza.

a) Frequenza della sottoportante di crominanza; durante il periodo attivo delle righe la « frequenza di riposo »  $F_0$  della sottoportante, cioè la frequenza corrispondente a un segnale modulante nullo, emesso sulle zone grigie dell'immagine, è:

$$F_0 = F_R \pm 2 \text{ kHz}$$

dove  $F_R$  è la frequenza di un oscillatore di riferimento, il cui valore è:

$$F_R = 284^{(2)} F_h, \quad \text{ossia} \quad 4,4375 \text{ MHz}$$

$F_h$  è la frequenza di riga.

Nell'intervallo di soppressione orizzontale, la sottoportante forzata in fase o in opposizione di fase rispetto all'oscillatore di riferimento.

(1) Questi valori sono stati modificati ulteriormente.

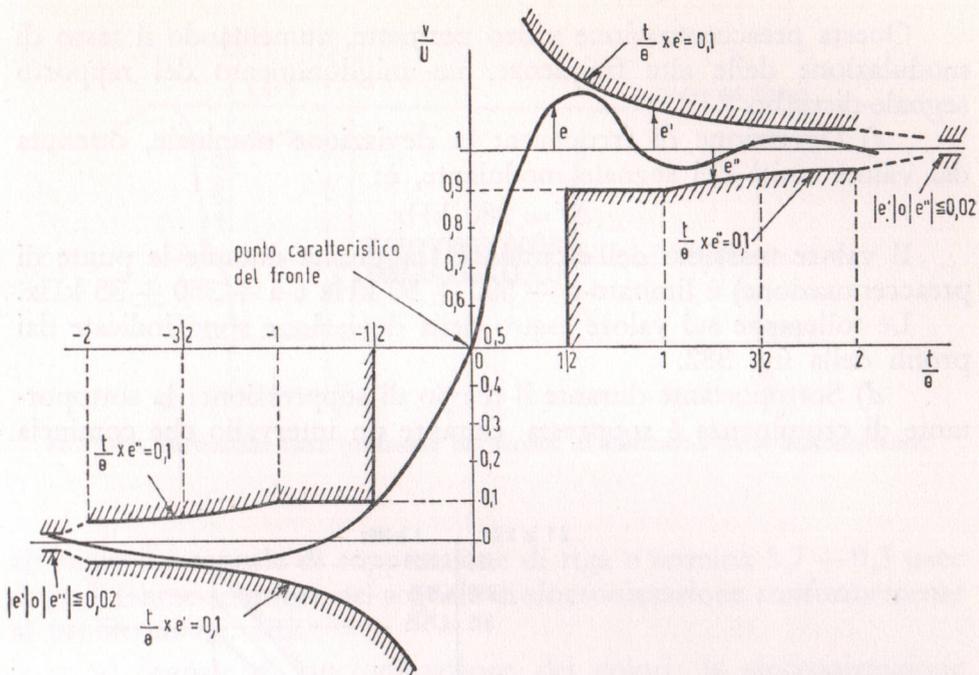


FIG. 381. Profilo di risposta transitoria di luminanza,  $\Theta = 130$  nsec.

b) Preaccentuazione video: il segnale, che modula in frequenza la subportante di cromaticità è costituito dalla componente di cromaticità trasmessa ( $D'_R$  o  $D'_B$ ) preaccentuata da una rete a minima fase, il cui guadagno, espresso in dB, in funzione della frequenza, è:

$$G = 10 \log \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/3f_1)^2}$$

con  $f_1 = 85$  kHz. La tolleranza globale sulla caratteristica ampiezza-frequenza dei segnali applicati al modulatore di frequenza è indicata dai profili della fig. 379.

(2) La frequenza di riferimento  $F_R$  è un multiplo pari della metà della frequenza di riga, invece di un multiplo dispari nel caso del sistema NTSC. Occorre infatti asservire, ad ogni riga di analisi durante la soppressione, l'oscillatore modulato all'oscillatore di riferimento per definire con grande precisione la sua frequenza e la sua fase. Il dispositivo di asservimento risulta semplificato se l'oscillatore di riferimento genera una frequenza multipla della frequenza di riga.

Questa preaccentuazione video permette, aumentando il tasso di modulazione delle alte frequenze, un miglioramento del rapporto segnale-disturbo.

c) Deviazione di frequenza: la deviazione nominale, ottenuta dal valore unità del segnale modulante, è:

$$\Delta f = 280 \text{ kHz}$$

Il valore massimo dell'escursione (raggiunta durante le punte di preaccentuazione) è limitato a  $-500 \pm 50 \text{ kHz}$  e a  $+350 \pm 35 \text{ kHz}$ .

Le tolleranze sul valore esatto della deviazione sono indicate dai profili della fig. 382.

d) Sottoportante durante il tempo di soppressione: la sottoportante di crominanza è soppressa durante un intervallo che comincia

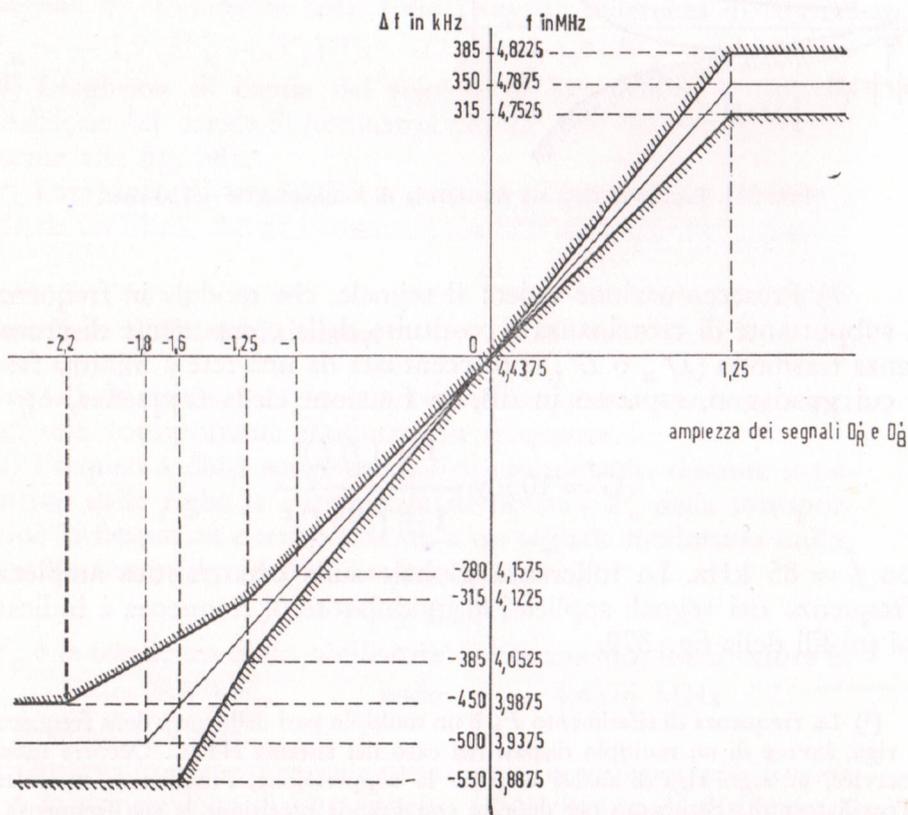


FIG. 382. Profilo della caratteristica di modulazione di frequenza dei segnali  $D'_R$ ,  $D'_B$ . Questo profilo non è valido per i segnali di sincronizzazione del colore.

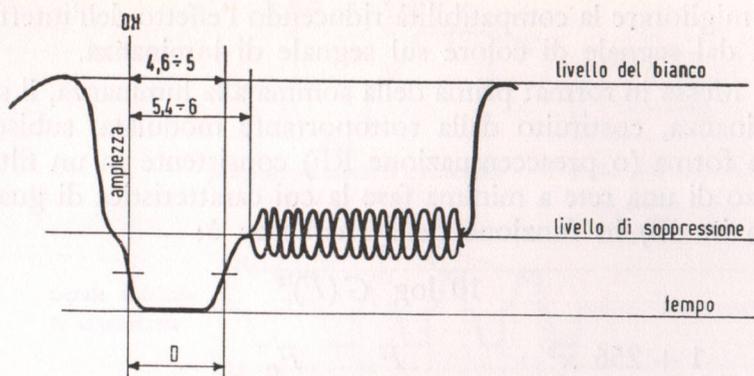


FIG. 383. Particolare della posizione del fronte di inserzione della sottoportante.

all'inizio del segnale di soppressione di riga e termina  $5,7 + 0,3 \mu\text{sec}$  dopo il fronte anteriore del segnale di sincronizzazione conformemente al profilo di fig. 383.

e) Segnale di sincronizzazione dei colori: la sincronizzazione della commutazione del modulatore, che permette l'identificazione delle righe che trasmettono  $D'_R$  o  $D'_B$ , si effettua con un segnale di sincronizzazione dei colori trasmessi durante nove righe della soppressione di trama, precisamente sulle righe da 7 a 15 (trame pari) e da 320 a 528 (trame dispari).

Queste righe di identificazione sono costituite dalla sottoportante di crominanza modulata in frequenza, secondo la stessa legge usata per  $D'_R$  e  $D'_B$ , da un segnale a dente di sega, la cui forma esatta è precisata dalla fig. 384.

f) Inversione di fase della sottoportante: all'inizio di ogni riga, durante l'intervallo di controllo della sottoportante di colore, la sottoportante stessa non modulata è alternativamente in fase e in opposizione di fase con l'oscillatore di riferimento a frequenza  $F_R$ .

Si designerà con « polarità positiva » il fatto relativo al segnale di crominanza non modulato di essere in fase con l'oscillatore di riferimento, e con « polarità negativa » il fatto relativo a questo stesso segnale di essere in opposizione di fase con lo stesso oscillatore.

La polarità viene invertita da una parte a ogni trama e dall'altra parte una riga su tre. La polarità globale del segnale risulta da questa combinazione (v. fig. 385).

Queste inversioni di polarità del segnale di colore hanno per og-

getto di migliorare la compatibilità riducendo l'effetto dell'interferenza prodotta dal segnale di colore sul segnale di luminanza.

g) **Messa in forma:** prima della somma alla luminanza, il segnale di crominanza, costituito dalla sottoportante modulata, subisce una messa in forma (o preaccentuazione RF) consistente in un filtraggio per mezzo di una rete a minima fase la cui caratteristica di guadagno (espresso in dB) in funzione della frequenza è:

$$10 \log |G(F)|^2$$

dove:

$$|G(F)|^2 = \frac{1 + 256 x^2}{1 + 1,6 x^2}; \quad x = \frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F}; \quad F_0 = F_R - 80 \text{ kHz}$$

Questa caratteristica è rappresentata in fig. 379.

L'introduzione di questa messa in forma è destinata da una parte a ridurre la visibilità della sottoportante nell'immagine compatibile per i colori debolmente saturati, e dall'altra, a migliorare il rapporto segnale/disturbo.

b) **Modulazione di ampiezza complementare eventuale:** la sottoportante di crominanza può subire una modulazione di ampiezza legata al livello delle componenti di luminanza situate nello spettro occupato dalla crominanza, se queste componenti non siano state in precedenza intenzionalmente attenuate (v. paragrafo seguente).

## Formazione del segnale video composto

Il segnale video composto è formato con l'aggiunta del segnale di luminanza, dalla sottoportante di crominanza e dai segnali di sincronismo; l'informazione di luminanza è ritardata di 120 nsec rispetto a quella di crominanza. L'allegato A descrive un metodo per la regolazione del ritardo.

La sottoportante di crominanza è sommata algebricamente al segnale di luminanza con un'ampiezza punta-punta, per la frequenza  $F_0$ , uguale al 23% dell'intervallo nero-bianco, cioè, per un intervallo di luminanza di 700 mV, un'ampiezza di 160 mV punta-punta. Questa ampiezza viene modificata in funzione della modulazione di crominanza a motivo della messa in forma e dell'eventuale modulazione di ampiezza complementare vista al paragrafo b), nelle condizioni qui sotto definite:

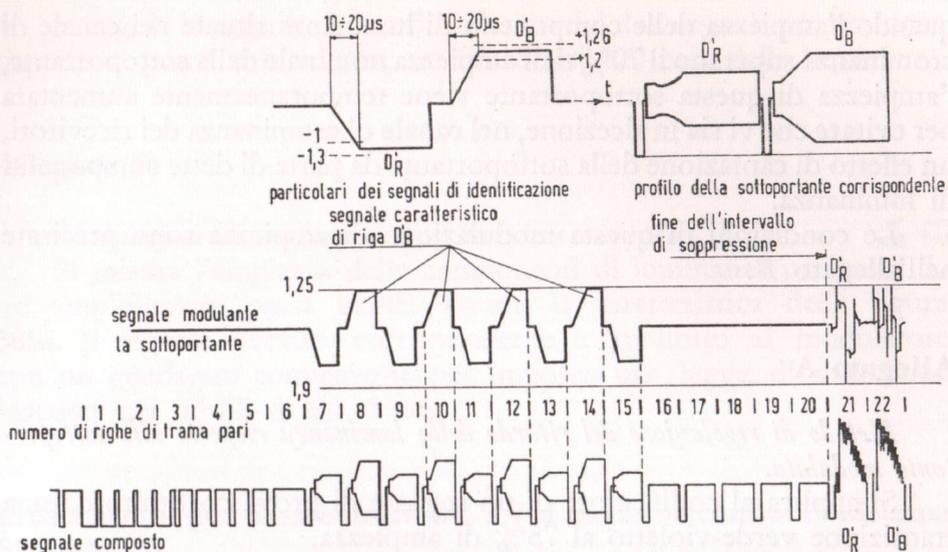


FIG. 384. Esempio di posizionamento delle righe di identificazione.

riga n°	trama n°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13		
n	R-Y	0		B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	0	
n + 1		B-Y	$\pi$		R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	$\pi$		
n + 2	B-Y	0		R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	0	B-Y	0	
n + 3		R-Y	0		B-Y	$\pi$		R-Y	$\pi$	B-Y	0		R-Y	$\pi$		
n + 4	R-Y	$\pi$		B-Y	0		R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	0	B-Y	0	R-Y	$\pi$
n + 5		B-Y	$\pi$		R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	$\pi$	R-Y	0		
n + 6	B-Y	0		R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	0	B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	$\pi$	
n + 7		R-Y	$\pi$		B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	$\pi$	R-Y	0	B-Y	$\pi$		
n + 8	R-Y	0		B-Y	$\pi$		R-Y	0	B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	0
n + 9		B-Y	0		R-Y	$\pi$	B-Y	$\pi$	R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	$\pi$		
n + 10	B-Y	$\pi$		R-Y	0	B-Y	0	R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	0	B-Y	$\pi$	
n + 11		R-Y	$\pi$		B-Y	$\pi$		R-Y	0	B-Y	$\pi$		R-Y	0		
n + 12	R-Y	0		B-Y	0		R-Y	$\pi$	B-Y	0	R-Y	0	B-Y	$\pi$	R-Y	0

FIG. 385. Tabella indicante la periodicità della sequenza del segnale modulante e dei cambiamenti di fase della sottoportante di crominanza (si noti l'identità delle trame 1 e 13). Le indicazioni che figurano in ogni colonna indicano da una parte a sinistra il segnale cromatico modulante la sottoportante, dall'altra parte a destra la fase relativa a questa sottoportante, durante la soppressione, rispetto all'oscillatore di riferimento.

quando l'ampiezza delle componenti di luminanza situate nel canale di crominanza superano il 70% dell'ampiezza nominale della sottoportante, l'ampiezza di questa sottoportante viene temporaneamente aumentata per evitare che vi sia in ricezione, nel canale di crominanza dei ricevitori, un effetto di captazione della sottoportante da parte di dette componenti di luminanza.

Le condizioni di questa modulazione di ampiezza sono precisate nell'allegato B.

## Allegato A

*Metodo di regolazione del ritardo della luminanza rispetto alla sottoportante modulata.*

Si applica al codificatore di un segnale di prova costituito da una transizione verde-violetto al 75% di ampiezza.

Si osserva in uscita:

a) da una parte il segnale di luminanza, con la sottoportante soppressa. Questo segnale è un passaggio tra i livelli 0,51 e 0,49;

b) dall'altra parte il profilo della sottoportante modulata dal segnale  $D'_R$ , con la via di luminanza interrotta e con la preaccentuazione video soppressa. Questo segnale è un'oscillazione la cui frequenza varia da  $4,4375 - 0,235$  a  $4,4375 + 0,235$  MHz, e la cui ampiezza modulata dal circuito di messa in forma presenta un minimo.

Si ammette che le informazioni di luminanza e di crominanza vengano trasmesse simultaneamente quando il punto caratteristico della transizione di luminanza coincide nel tempo con la minima ampiezza della sottoportante.

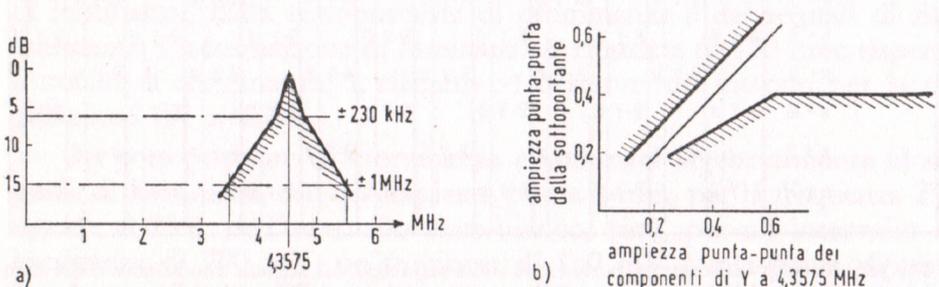


FIG. 386. a) Canale passabanda per l'estrazione delle componenti di Y vicine a 4,43 MHz; b) profilo di tolleranza del guadagno del modulatore di ampiezza (ampiezze normalizzate rispetto al salto nero-bianco).

Si regola in seguito il ritardo relativo dei due segnali per ottenere, rispetto a questa coincidenza, un ritardo di 120 nsec della luminanza.

## Allegato B

### *Modulazione di ampiezza complementare eventuale.*

Si misura l'ampiezza delle componenti di luminanza prelevate da un amplificatore passa banda avente la caratteristica della figura 386a. Il segnale rivelato corrispondente è applicato al modulatore con un guadagno conveniente per imporre una legge di variazione inscritta nei profili di fig. 386b.

## Prescrizioni per i ricevitori di TV a colori secondo il sistema SECAM III

Le presenti prescrizioni riguardano i ricevitori conformi al SECAM III usati dalla O.R.T.F. a scopi dimostrativi, per le emissioni secondo la norma L. Lo schema del ricevitore modificato rispetto al tipo RS15, precedentemente descritto in questo capitolo, è quello di fig. 387 in fondo al volume.

Le specifiche qui riportate sono un emendamento della specificazione SCART102 relativa al sistema SECAM emessa prima delle modifiche che hanno condotto al SECAM III. Le presenti modifiche alla specifica SCART102 hanno per oggetto definitivo di indicare le varianti delle prescrizioni relative ai ricevitori precedenti, per renderle conformi al SECAM III. Si limitano alle caratteristiche dei circuiti RF e FI, che trasmettono e amplificano il segnale composto di luminanza e di cromaticanza, e a quelle dei circuiti video di luminanza.

Fanno seguito ulteriori informazioni:

*Curva di risposta ampiezza-frequenza* dell'insieme dei circuiti RF + FI: viene modificata nella regione superiore delle alte frequenze; il profilo è formato da un'orizzontale che segna il livello 100% e da un'altra orizzontale al livello 85%, la quale si arresta alla frequenza di 5 MHz.

### *Sensibilità del canale video.*

La sensibilità del canale video si misurerà nelle seguenti condizioni: si applica al ricevitore il segnale di un generatore UHF modulato dal segnale della mira di barre colorate, a luminanza decrescente, col bian-

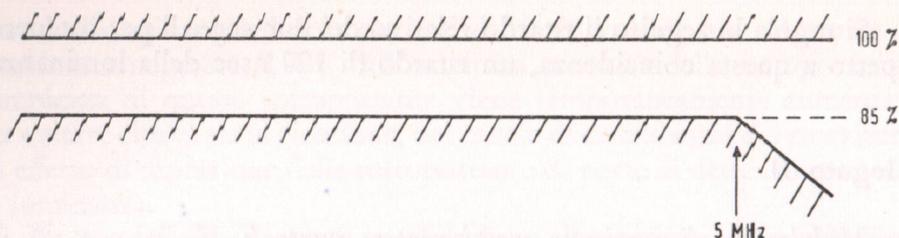


FIG. 388. Curva di risposta ampiezza-frequenza dei circuiti RF + FI.

co al 100%. Fra il catodo del cinescopio e la massa si connette l'oscilloscopio, col quale si misura:

— l'ampiezza  $A$  del segnale di luminanza (esclusi i segnali di sincronizzazione) corrispondente alla barra bianca della mira (a sinistra dell'immagine);

— l'ampiezza  $B$  del disturbo quasi cresta - cresta, osservato negli intervalli di cancellazione anteriore e posteriore, che non comportano la subportante di colore durante la durata della soppressione di trama.

Si regola poi il livello di entrata e il guadagno del ricevitore per ottenere contemporaneamente il valore di 70 V per  $A$  e un rapporto  $A/B$  superiore o uguale a 14 dB.

In queste condizioni, il livello del segnale all'entrata deve essere minore di 60 dB (mW) (equivalenti alla tensione efficace di 274  $\mu$ V ai capi di 75  $\Omega$ ).

*Livello di entrata massimo e regolatore automatico di sensibilità.*

Il livello di entrata massimo sarà di — 20 dB (mW), corrispondente alla tensione efficace di 27,4 mV ai capi di una resistenza di 75  $\Omega$ .

Se si diminuisce questo livello, l'azione del regolatore automatico di sensibilità manterrà in un intervallo massimo di 3 dB l'ampiezza del segnale di uscita di luminanza, finchè il livello di entrata sia diminuito a — 60 dB (mW).

Al disotto di questo livello, il regolatore può cessare di agire. Le curve di risposta ampiezza-frequenza e di risposta alle transizioni dovranno restare entro i loro profili rispettivi per tutti i livelli di entrata che fanno intervenire l'azione del regolatore.

Tutte le misure previste in questo paragrafo saranno fatte con un segnale di entrata avente la forma descritta al paragrafo sopra riportato « Sensibilità del canale video ».

### *Rapporto delle ampiezze di uscita luminanza-crominanza.*

In tutte le zone di azione del regolatore, per qualunque forma del segnale di entrata, il rapporto delle ampiezze di uscita luminanza-crominanza sarà mantenuto nell'intervallo  $+1, -3$  dB.

Il valore 0 dB corrisponde a un rapporto 1/1,32 fra l'ampiezza di luminanza e l'ampiezza del segnale corrispondente alla barra blu della mira di barre.

## **Specificazioni relative ai circuiti di decodificazione dei ricevitori SECAM**

### *Misure in regime transitorio.*

Mira di barre a due livelli di ampiezza — Le misure in regime transitorio devono essere fatte per mezzo di una mira di barre, i cui colori abbiano il 75% di ampiezza nella metà superiore e il 25% nella metà inferiore.

In queste condizioni, la transizione verde-violetto del segnale  $R - Y$  corrisponde a un salto di frequenza di  $\pm 235$  kHz per l'ampiezza 75% e di  $\pm 78$  kHz per l'ampiezza 25%.

Tempo di salita — Il tempo di salita deve essere misurato sull'elettrodo di controllo del cinescopio.

Le risposte transitorie corrispondenti alla transizione verde-violetto, devono essere iscritte entro i profili rappresentati rispettivamente in fig. 389 per l'ampiezza 25% e in fig. 390 per l'ampiezza 75%.

### *Discriminatore.*

Linearità e simmetria — La tolleranza sulla linearità della curva del discriminatore deve essere  $\pm 5\%$  fino a 280 kHz; questa tolleranza si allarga progressivamente in seguito per raggiungere  $\pm 15\%$  a 350 kHz.

Il profilo corrispondente è rappresentato in fig. 391.

Il massimo e il minimo della curva del discriminatore devono essere esterni all'intervallo  $-500, +350$  kHz.

Si verifichi la simmetria dei riferimenti della mira di barre due a due (tolleranza ammessa 10%) e specialmente i riferimenti verde e violetto per il canale  $R - Y$  e i riferimenti giallo e blu per il canale  $B - Y$ .

Regolazione e stabilità — Lo scarto dello zero del discriminatore rispetto alla sua posizione teorica non deve superare  $\pm 14$  kHz, te-

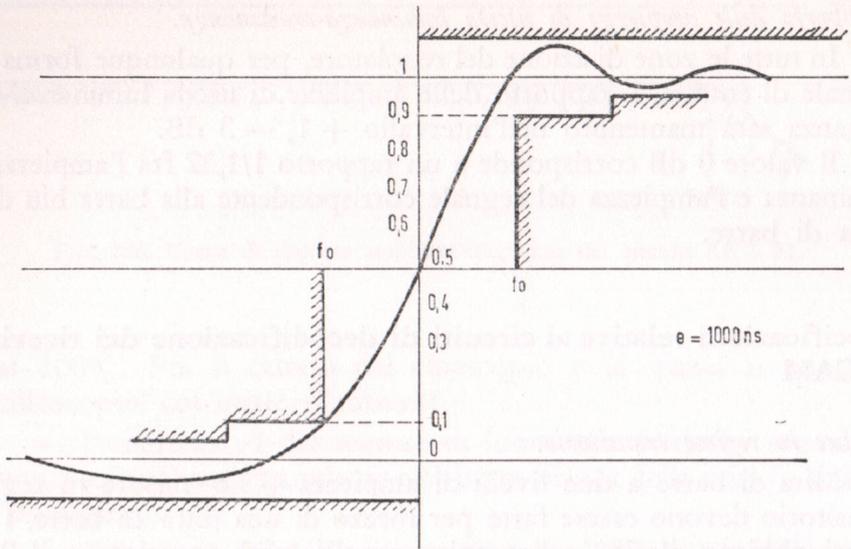


FIG. 389. Transizione verde-magenta (barre di colore di 25% di ampiezza).

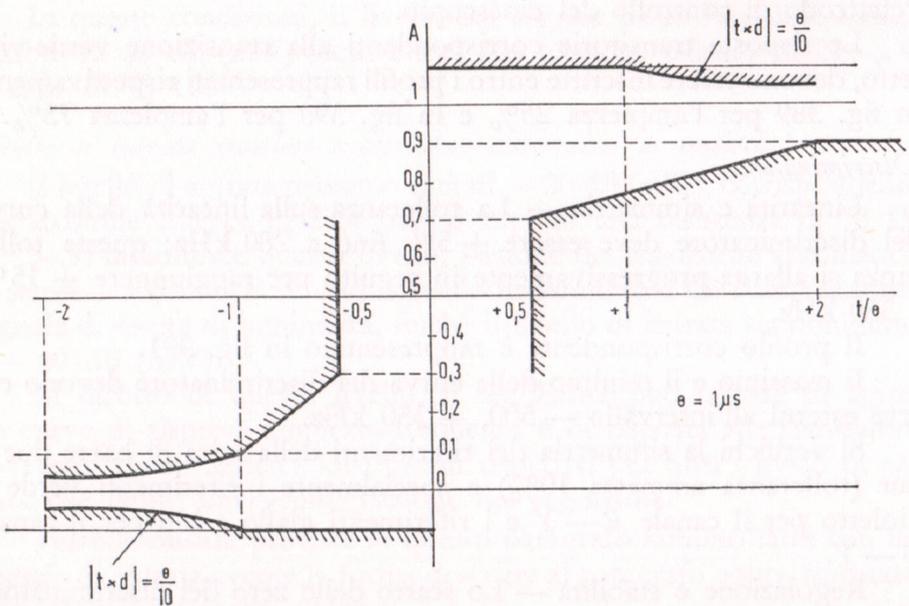


FIG. 390. Profili di transizione cromatica verde-violetto. Mira di barre a 75% di ampiezza.

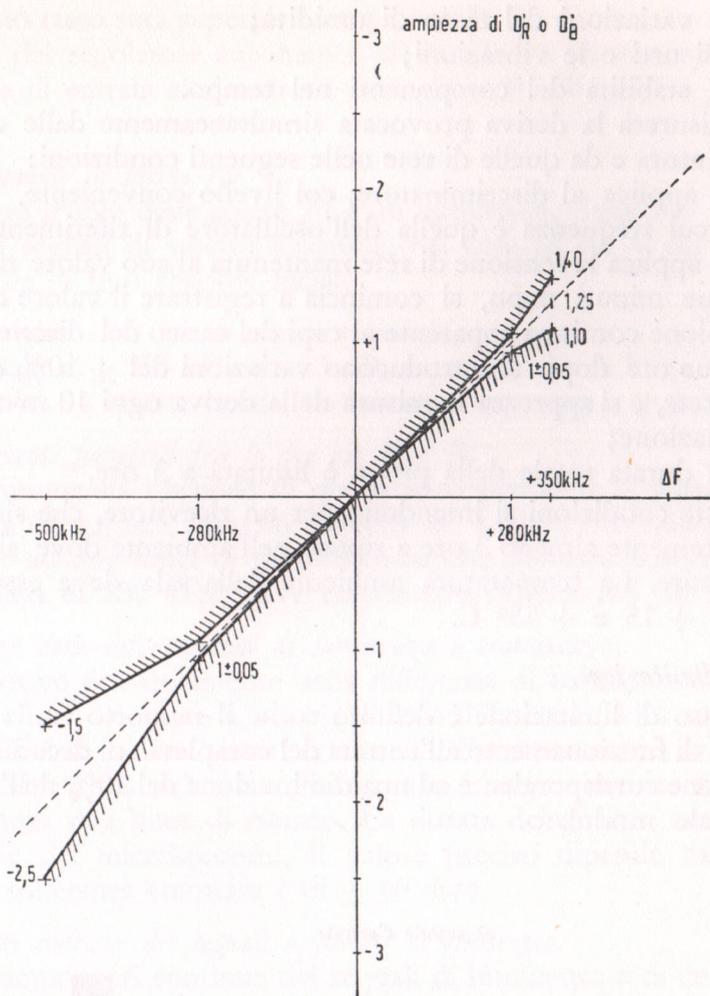


FIG. 391. Tolleranza sulla linearità della curva del discriminatore.

nendo conto insieme delle tolleranze di regolazione e della deriva globale; questo scarto corrisponde ad una qualità d'immagine compresa tra buona e abbastanza buona. Questa tolleranza è accettabile con la riserva che gli amplificatori introducano solo una deriva trascurabile.

- Le cause principali della deriva totale sono essenzialmente:
- le variazioni della rete di alimentazione;
  - le variazioni di temperatura;

- le variazioni del tasso di umidità;
- gli urti e le vibrazioni;
- la stabilità dei componenti nel tempo.

Si misurerà la deriva provocata simultaneamente dalle variazioni di temperatura e da quelle di rete nelle seguenti condizioni:

- si applica al discriminatore, col livello conveniente, una tensione la cui frequenza è quella dell'oscillatore di riferimento  $F_R$ ;
- si applica la tensione di rete mantenuta al suo valore nominale;
- due minuti dopo, si comincia a registrare il valore e il senso della tensione continua apparente ai capi del carico del discriminatore;
- due ore dopo si introducono variazioni del  $\pm 10\%$  della tensione di rete, e si apprezza la misura della deriva ogni 10 minuti dopo ogni variazione;
- la durata totale della prova è limitata a 3 ore.

Queste condizioni si intendono per un ricevitore, che sia rimasto precedentemente almeno 3 ore a riposo nell'ambiente dove si effettuano le misure. La temperatura ambiente della sala deve essere compresa fra  $+15$  e  $+35^\circ$  C.

#### Tasso di limitazione.

Il tasso di limitazione è definito come il rapporto tra la tensione nominale di funzionamento all'entrata del complesso di decodificazione, e la tensione corrispondente ad una diminuzione del  $10\%$  dell'ampiezza del segnale modulato.

a) segnale d'entrata

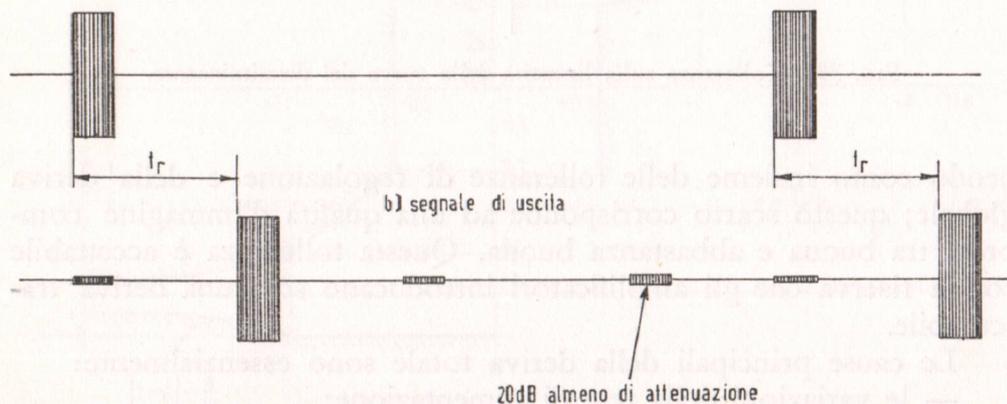


FIG. 392. Echi parassiti della linea di ritardo di crominanza.

Questo tasso sarà superiore o uguale a 20 dB entro tutto il campo di azione del regolatore automatico di sensibilità (in corrispondenza, la potenza di entrata al ricevitore varia da  $-60$  dB, mW a  $-20$  dB mW).

#### *Livello normale di uscita per Y.*

Questo livello deve essere 70 V di luminanza, ossia 100 V punta-punta coi segnali di sincronizzazione, nel caso in cui si usi un tubo d'immagine di tipo shadow mask.

#### *Banda passante delle vie diretta e ritardata.*

È fissata a  $\pm 750$  kHz a  $-3$  dB, supposto che la linea di ritardo non presenti, in questa banda, ondulazioni superiori a  $\pm 1,5$  dB.

#### *Accoppiamenti parassiti fra le due vie R e B.*

Qualunque sia l'origine di questi accoppiamenti, il rapporto dell'ampiezza dei segnali parassiti a quella del segnale demodulato corrispondente ad una unità di modulazione, che provoca una deviazione di frequenza di 280 kHz, deve restare superiore a 100 (40 dB).

#### *Coincidenza delle informazioni di luminanza e cromaticità.*

A motivo principalmente della differenza di banda fra i canali di luminanza e di cromaticità, si origina una differenza fra i tempi di trasmissione dei segnali su questi due canali. Per riportare in coincidenza i segnali all'entrata del tubo d'immagine, bisogna inserire nel canale di luminanza una linea di ritardo. La durata del ritardo necessario è dell'ordine del microsecondo, il valore preciso dipende dai circuiti usati. La tolleranza ammessa è di  $\pm 60$  nsec.

#### *Componenti continue dei segnali applicati al cinescopio.*

Le componenti continue dei segnali di luminanza e di cromaticità devono essere trasmesse o reinserite per venire applicate al tubo d'immagine.

#### *Specificazioni provvisorie della linea di ritardo nella via di cromaticità.*

Tempo di ritardo — Il valore nominale del tempo di ritardo della linea coi suoi circuiti di accoppiamento è 64  $\mu$ sec.

La tolleranza ammissibile per conservare una qualità d'immagine compresa tra buona e abbastanza buona è di  $\pm 0,17$   $\mu$ sec. Essa tiene conto insieme della precisione di fabbricazione della linea oltre che delle derive termiche.

Curva di risposta — Riferirsi al paragrafo « Banda passante delle vie diretta e ritardata » sopra riportato.

**Attenuazione** — L'attenuazione della linea di ritardo interviene nei valori di accoppiamenti parassiti tra le vie diretta e ritardata, perciò torna a tutto vantaggio disporre di linee di attenuazione più bassa possibile, che permettano in ogni caso di rispettare le disposizioni del paragrafo « Accoppiamenti parassiti fra le due vie *R* e *B* » sopra riportato. Si ottengono correntemente attenuazioni da 15 a 20 dB e danno funzionamento soddisfacente.

**Echi parassiti** — L'ampiezza di un'eco qualunque, quando si applica un treno d'onde di durata vicina a 10  $\mu$ sec e di frequenza compresa fra 3,4 e 5,4 MHz, ripetuto a ogni 200  $\mu$ sec circa, non deve superare un'ampiezza minore di 20 dB rispetto al segnale desiderato (v. fig. 392).

*Attenuazione della sottoportante di crominanza nel canale di luminanza.*

Molte soluzioni permettono di ottenere questa attenuazione rispondendo perfettamente alle esigenze della definizione del ricevitore normalizzato.

Si ricorda che la risposta ai transistori di questo ricevitore, per i trasmettitori di qualità 1, ha un tempo di salita inferiore o uguale a 130 nsec.

Le varie soluzioni consistono sia nella trasmissione di una banda larga con l'introduzione di un circuito reiettore della sottoportante, sia nella trasmissione di una banda ridotta corrispondente ad una legge di attenuazione progressiva presentante un'attenuazione sufficiente, dell'ordine di 8÷10 dB a 4,43 MHz.

La seconda soluzione permette una realizzazione economica, mentre la prima consente la ricezione delle emissioni in bianco e nero con la risoluzione massima con l'ausilio del circuito reiettore.

*Curva a campana.*

La tolleranza raccomandata per il disaccordo del circuito campana è:  $\pm 40$  kHz. Questa tolleranza permette di ottenere la protezione ottima contro il fruscio di trasmissione.

Nel caso in cui il rapporto segnale/disturbo del canale di crominanza sia sufficiente, questa tolleranza può essere allargata fino a un massimo di  $\pm 80$  kHz, senza peggioramento della qualità delle transizioni cromatiche.

## PROBLEMI CON SOLUZIONE A QUIZ.

---

Ciascuna delle domande formulate qui di seguito comporta quattro distinte risposte, una sola delle quali è quella esatta. Dopo aver considerato attentamente tutte e quattro le risposte riportate, selezionate quella che vi sembra giusta, tracciando un trattino sulla lettera corrispondente.

Le soluzioni dei quiz sono riportate nel volume successivo.

### Esempio:

Un metro è suddiviso in: *a*) 5 decimetri; *b*) 10 decimetri; *c*) 20 decimetri; *d*) 10 centimetri.

*a* ~~X~~ *c* *d*

---

### Domanda

### Risposta

1) Il sistema SECAM di TV a colori: *a*) è una modesta variante del sistema NTSC; *b*) è un sistema completamente nuovo basato su principi del tutto diversi rispetto ai sistemi NTSC e PAL; *c*) pur basandosi sugli stessi principi del sistema NTSC, si scosta da esso più profondamente del sistema PAL; *d*) è stato studiato e realizzato in Germania.

*a* *b* *c* *d*

2) Il sistema SECAM è un sistema: *a*) simultaneo; *b*) sequenziale; *c*) nè sequenziale, nè simultaneo; *d*) sequenziale-simultaneo.

*a* *b* *c* *d*

3) Nel sistema SECAM la sottoportante di crominanza è modulata in: *a*) frequenza; *b*) ampiezza a doppia banda; *c*) ampiezza monobanda; *d*) ampiezza con portante soppressa.

*a* *b* *c* *d*

4) Un inconveniente della modulazione di frequenza della subportante di colore consiste: *a*) nella eccessiva larghezza di banda; *b*) nella presenza costante della

subportante anche con colori poco saturati; *c*) nelle complicazioni circuitali; *d*) nella difficoltà dell'interleaving. *a b c d*

5) Nel sistema SECAM è necessaria una « memoria »: *a*) per comandare il commutatore elettronico; *b*) per invertire la fase di uno dei due vettori  $R - Y$  e  $B - Y$ ; *c*) per rendere simultanei i due segnali  $R - Y$  e  $B - Y$  trasmessi sequenzialmente; *d*) per compensare il ritardo del segnale di luminanza. *a b c d*

6) La « memoria » consiste in: *a*) un nastro magnetico; *b*) una scheda perforata; *c*) un film a registrazione ottica; *d*) una linea di ritardo in ferrite. *a b c d*

7) La risoluzione trasmissibile per linee oblique è: *a*) minore che per le linee verticali; *b*) tanto maggiore quanto più le linee si avvicinano all'orizzontale; *c*) uguale a quella per le linee verticali; *d*) maggiore o minore rispetto alle linee verticali, secondo i casi.

8) In ricezione il pilotaggio del commutatore elettronico è ottenuto: *a*) per mezzo di un multivibratore bistabile direttamente dagli impulsi orizzontali di sincronismo; *b*) direttamente dalla subportante di crominanza; *c*) senza particolari circuiti, non essendo necessario sincronizzare il commutatore elettronico; *d*) per mezzo del video segnale completo. *a b c d*

9) La fase corretta del commutatore elettronico del ricevitore è assicurata: *a*) da speciali impulsi di identificazione per la durata di 4 righe durante la soppressione verticale; *b*) da un extraimpulso ad ogni inizio di riga; *c*) dal fatto che la frequenza della sottoportante è un multiplo pari della semifrequenza di riga; *d*) dal fatto che la frequenza della sottoportante è un multiplo dispari della semifrequenza di riga. *a b c d*

10) L'effetto di un errore di fase comporta: *a*) la perdita del sincronismo; *b*) la desaturazione dei colori; *c*) errori di tinta; *d*) formazione di immagini multiple o fantasmi. *a b c d*

11) Il principale vantaggio del sistema SECAM rispetto al sistema NTSC consiste: *a)* nell'insensibilità agli spostamenti di fase dipendenti dall'ampiezza; *b)* nella maggior larghezza di banda che consente una più alta definizione cromatica; *c)* nel non essere soggetto ai brevetti americani di TVC; *d)* nell'invisibilità del battimento fra la portante del suono e la sottoportante di colore.

*a b c d*

12) L'insensibilità del SECAM alle variazioni di fase è dovuta: *a)* a un rigido controllo della fase in trasmissione; *b)* alla preaccentuazione delle alte frequenze; *c)* al commutatore elettronico; *d)* alla modulazione di frequenza i cui valori non sono influenzati dalle caratteristiche del canale di trasmissione.

*a b c d*

13) La preaccentuazione della caratteristica di frequenza per il segnale di colore (anticloche) conduce: *a)* a segnali colorati più intensamente; *b)* ad una maggior stabilità di ricezione; *c)* a una minor visibilità del disturbo dovuto alla sottoportante di colore nell'immagine compatibile in bianco e nero; *d)* all'eliminazione del crosscolor (interferenza del colore nel canale di luminanza).

*a b c d*

14) In ricezione la compensazione della preaccentuazione del segnale di colore si ottiene: *a)* con un'ulteriore accentuazione di uguale caratteristica di quella eseguita in trasmissione; *b)* mediante disaccentuazione delle alte frequenze con un circuito a R. C. avente caratteristica speculare rispetto a quella del circuito di preaccentuazione (curva a cloche); *c)* non si effettua, non essendo necessaria; *d)* mediante la « mise en forme ».

*a b c d*

15) La « mise en forme » è: *a)* un'attenuazione delle alte frequenze; *b)* una modulazione di ampiezza supplementare sovrapposta alla modulazione di frequenza, cioè è una preaccentuazione a radio frequenza; *c)* una ricostituzione della forma dei segnali deformati nel percorso di trasmissione, mediante un apposito amplificatore (stabilizing amplifier); *d)* la messa in onda del videosegnale di colore.

*a b c d*

16) Per « cross color » si intende: *a*) l'interferenza della luminanza nel canale cromatico e viceversa (modulazione incrociata); *b*) l'interferenza di un colore nell'altro; *c*) l'interferenza del suono nel colore; *d*) il battimento fra la sottoportante di colore e la portante audio.

*a b c d*

17) L'effetto più dannoso della modulazione incrociata si manifesta: *a*) al centro dell'immagine; *b*) nei contorni e nei dettagli più fini dell'immagine; *c*) con barre colorate inclinate o incrociate; *d*) con la sparizione del colore.

*a b c d*

18) L'entità della modulazione incrociata dipende: *a*) dalla potenza del segnale trasmesso; *b*) dall'intensità di campo all'antenna ricevente; *c*) dalle dimensioni del cinescopio; *d*) dal contenuto dell'immagine.

*a b c d*

19) La modulazione incrociata viene diminuita: *a*) con un modulatore di ampiezza nel codificatore, che amplifica la portante con le frequenze da 3 a 5 MHz; *b*) attenuando la sottoportante di colore; *c*) attenuando il segnale di luminanza; *d*) filtrando il segnale di colore con un filtro passa basso.

*a b c d*

20) I segnali colorati  $D_R$  e  $D_B$  vengono trasmessi con larghezza di banda: *a*) disuguale; *b*) maggiore per  $D_R$ ; *c*) maggiore per  $D_B$ ; *d*) uguale a circa 1,3 MHz.

*a b c d*

21) Qual è il valore della sottoportante di colore in Europa?: *a*) 3,58 MHz; *b*) 4,43 MHz; *c*) dipende dal canale di trasmissione; *d*) un multiplo dispari della semifrequenza di riga.

*a b c d*

22) Per conservare la definizione dell'immagine cromatica, la banda passante definita dalla zona lineare del discriminatore deve essere: *a*) 5 MHz; *b*) minore di 500 kHz; *c*) la massima possibile; *d*) maggiore o uguale a  $\pm 500$  kHz.

*a b c d*

23) Per intervallo di protezione si intende: *a*) l'intervallo di tempo fra l'istante dell'inserzione della sottopor-

tante e il fronte posteriore del segnale di cancellazione orizzontale; *b*) la durata della soppressione di riga; *c*) la durata dell'impulso di sincro riga; *d*) la durata del burst.

*a b c d*

24) La subportante di colore viene inserita: *a*) alla fine di ciascuna trama; *b*) alla fine di ciascuna riga per tutte le righe; *c*)  $5,7 \pm 0,2 \mu\text{sec}$  dopo il fronte anteriore dell'impulso di sincronismo di riga durante la soppressione verticale; *d*) all'inizio della soppressione verticale.

*a b c d*

25) Il segnale sincronizzante del colore nel SECAM è: *a*) rettangolare a frequenza di riga; *b*) sinoidale a frequenza di riga; *c*) sinoidale a frequenza subportante modulato da un'onda a dente di sega a frequenza di riga; *d*) un segnale a punta di forma speciale.

*a b c d*

26) Il segnale sincronizzante di colore del SECAM interessa: *a*) 6 o 9 righe durante la soppressione verticale; *b*) una riga ad ogni trama; *c*) 4 righe nelle trame dispari; *d*) 4 righe nelle trame pari.

*a b c d*

27) Per l'identificazione delle righe corrispondenti a  $D'_R$  e a  $D'_B$  occorre: *a*) un unico segnale  $S$ ; *b*) un segnale  $S_R$  e un segnale  $S_B$  rispettivamente; *c*) un segnale  $S$  che cambia polarità ad ogni riga; *d*) gli stessi segnali  $D'_R$  e  $D'_B$ .

*a b c d*

28) L'operazione di « mise en forme » si effettua: *a*) con la modulazione di frequenza; *b*) modulando in ampiezza i segnali di colore in bassa frequenza; *c*) spostando l'asse della cloche rispetto a 4,43 MHz; *d*) alterando in funzione della frequenza l'ampiezza dello spettro del segnale corretto per il cross color, secondo la caratteristica ampiezza-frequenza di una rete a minima fase con riferimento alla frequenza della subportante.

*a b c d*

29) La linea di ritardo dei ricevitori SECAM ha le dimensioni: *a*)  $220 \times 16,5 \times 16,5$  mm; *b*) è cubica con lato 16,5 mm; *c*) è lineare in filo lungo 220 mm; *d*) è toroidale.

*a b c d*

30) I trasduttori della linea di ritardo SECAM sono:  
*a)* al titanato di bario; *b)* in ferroxcube; *c)* in ferroxdure;  
*d)* piezoelettrici in ceramica.

*a b c d*

31) La funzione dei trasduttori della linea di ritardo è di: *a)* trasformare le onde a radiofrequenza del video segnale colorato in onde a ultrasuoni e viceversa; *b)* ritardare il segnale di colore; *c)* effettuare una sorta di modulazione di ampiezza; *d)* mescolare il segnale di crominanza con quello di luminanza.

*a b c d*

32) Nel SECAM III l'accordo dei circuiti anticloche e cloche è: *a)* centrato a 4,43 MHz; *b)* spostato di 80 kHz in più; *c)* spostato di 109,5 kHz in meno, cioè è centrato su 4,328 MHz; *d)* il 1° è spostato in più, il 2° in meno rispetto a 4,43 MHz.

*a b c d*

33) Perché i circuiti di « mise en forme » non sono accordati alla frequenza della subportante?: *a)* per allargare la banda; *b)* per accrescere la protezione contro i disturbi nelle aree rosse, blu e violette; *c)* per migliorare la compatibilità; *d)* per esaltare le frequenze più alte del videosegnale.

*a b c d*

34) La deviazione nominale della frequenza sottoportante ottenuta dal valore unità del segnale modulante è: *a)* 4,43 MHz; *b)* 1,5 MHz; *c)* 5,5 MHz; *d)*  $\pm 280$  kHz.

*a b c d*

35) Qual è l'ampiezza punta-punta, definitivamente adottata nel SECAM III, della sottoportante sommata al segnale di luminanza?: *a)* 100%; *b)* 50%; *c)* 23%; *d)* 11%.

*a b c d*

## Soluzione dei quiz del 6<sup>o</sup> gruppo di lezioni

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1 . . . . .	<i>c</i>	16 . . . . .	<i>a</i>
2 . . . . .	<i>a</i>	17 . . . . .	<i>b</i>
3 . . . . .	<i>a</i>	18 . . . . .	<i>d</i>
4 . . . . .	<i>c</i>	19 . . . . .	<i>b</i>
5 . . . . .	<i>d</i>	20 . . . . .	<i>a</i>
6 . . . . .	<i>d</i>	21 . . . . .	<i>c</i>
7 . . . . .	<i>b</i>	22 . . . . .	<i>c</i>
8 . . . . .	<i>a</i>	23 . . . . .	<i>a</i>
9 . . . . .	<i>b</i>	24 . . . . .	<i>b</i>
10 . . . . .	<i>d</i>	25 . . . . .	<i>d</i>
11 . . . . .	<i>a</i>	26 . . . . .	<i>c</i>
12 . . . . .	<i>c</i>	27 . . . . .	<i>a</i>
13 . . . . .	<i>a</i>	28 . . . . .	<i>b</i>
14 . . . . .	<i>d</i>	29 . . . . .	<i>a</i>
15 . . . . .	<i>c</i>	30 . . . . .	<i>d</i>

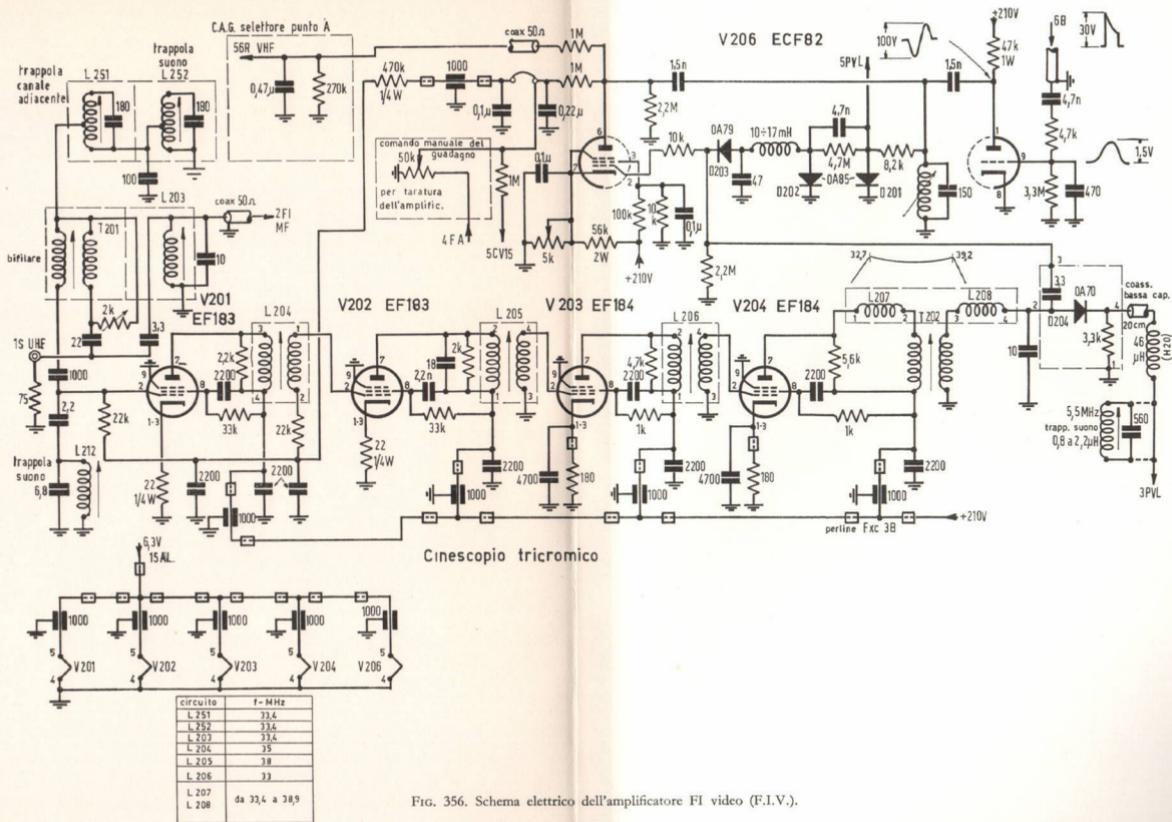


Fig. 356. Schema elettrico dell'amplificatore FI video (F.I.V.).





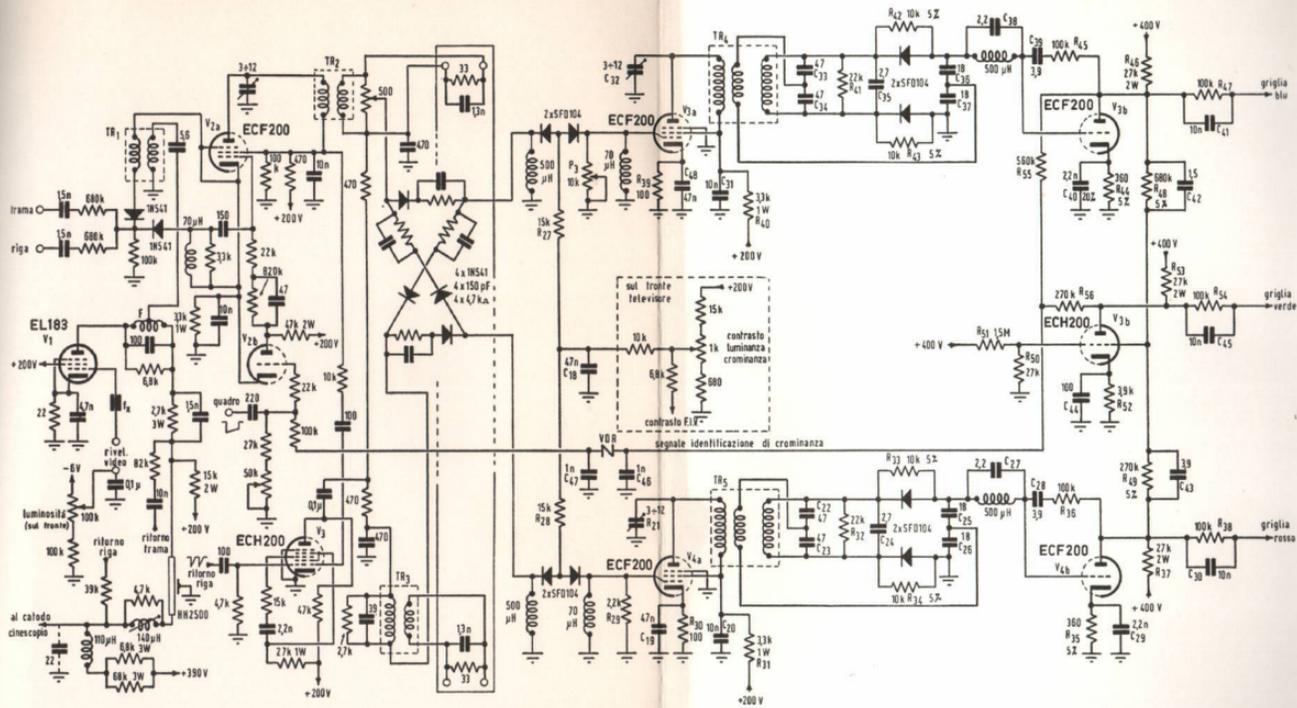


FIG. 377. Schema elettrico del PVL2, parte di cromaticanza.

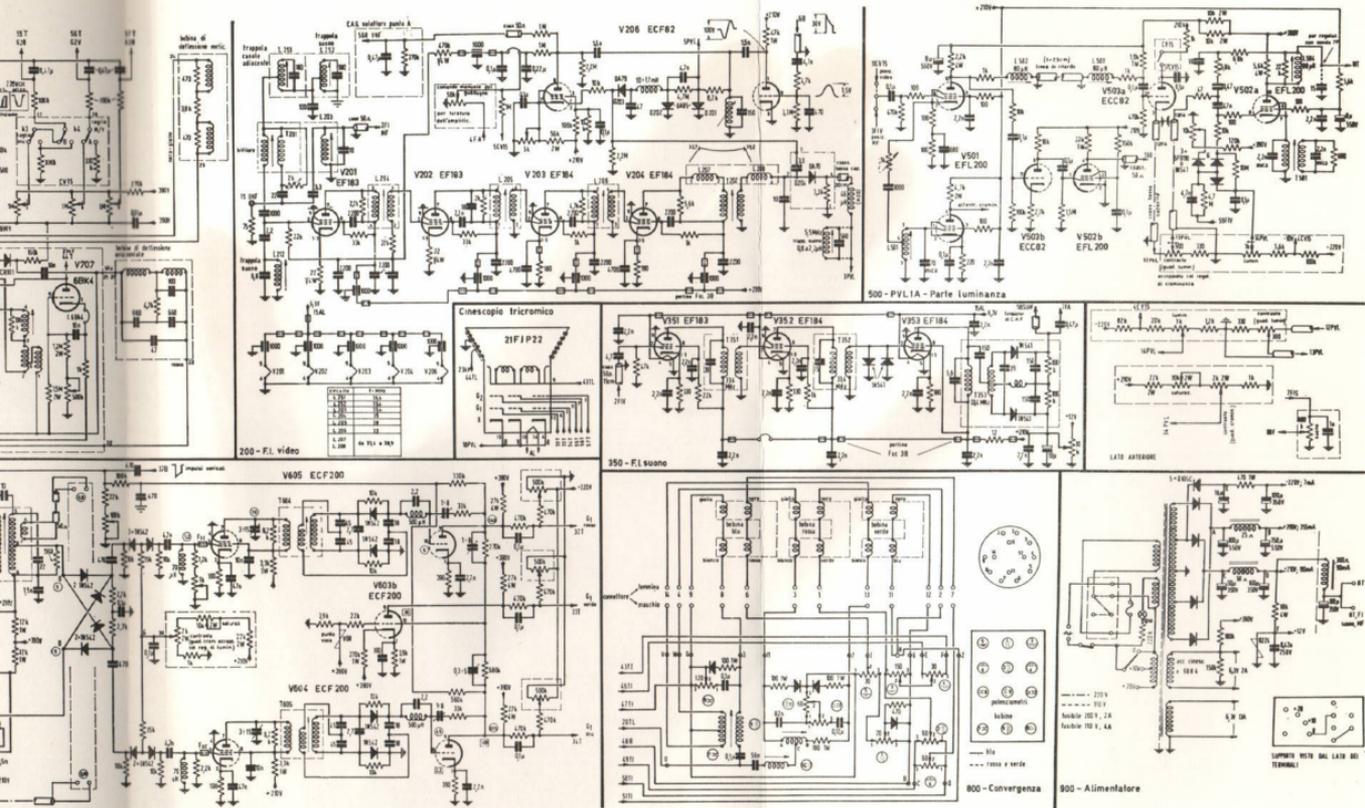


Fig. 387. Schema elettrico del ricevitore di TV a colori SECAM modello RS15 modificato.



EDITRICE IL ROSTRO VIA MONTE GENEROSO 6/A MILANO