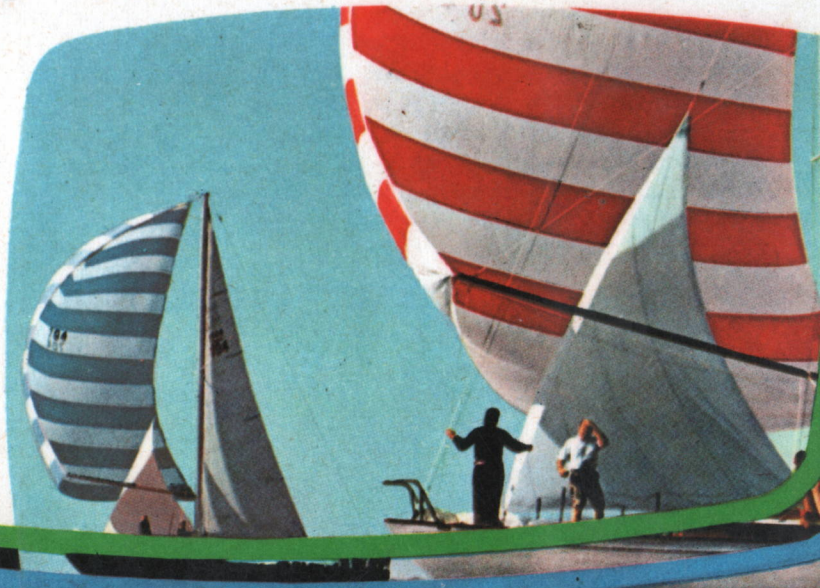
IL ROSTRO

3

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

NTSC
PAL
SECAM



COORDINATO DA ALESSANDRO BANFI

CORSO INTEGRALE
DI
TELEVISIONE A COLORI

IN 8 VOLUMI

CORSO INTEGRALE DI TELEVISIONE A COLORI

Coordinato da Alessandro Banfi

CON LA COLLABORAZIONE DI

ANTONIO NICOLICH
NATALE STUCCHI
HENRY SALAN
DONALD S. FLEMING

EDITRICE IL ROSTRO MILANO

TUTTI I DIRITTI RISERVATI
ALLA EDITRICE IL ROSTRO
©

Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6

INDICE

CAPITOLO 8

Il televisore a colori (parte prima) 171
Amplificatore a frequenza intermedia 174
Amplificatore video 176
Controllo del contrasto 179
Circuiti sincro e C.A.G. 179

CAPITOLO 9

Il televisore a colori (parte seconda) 189
Caratteristica di modulazione dei segnali di crominanza 189
Circuiti di crominanza 190
La demodulazione $(R-Y)$ e $(B-Y)$ 196
I nuovi assi di demodulazione X e Z 199
La componente continua 203
La sincronizzazione del colore 204
L'oscillatore di sottoportante 206
Il tubo a reattanza 207
Il discriminatore di fase 207
L'amplificatore del burst 209
Regolazione del colore 210
Soppressione del colore 211
Soppressione del burst 214

CAPITOLO 10

Il televisore a colori CTC15 della R.C.A. 215
Analisi dei circuiti 216
Gruppo ad alta frequenza (tuner) 216
Amplificatore a frequenza intermedia 216
Frequenza intermedia audio e canale audio 220
Canale di luminanza 220
Canale di crominanza 224
Demodulatori e amplificatori matriciali 226
Restituzione della sottoportante 230

Color killer 232
Sincronizzazione e soppressione dei disturbi 234
Controllo automatico di guadagno (C.A.G.) 237
Deflessione orizzontale 238
Alta Tensione (E.A.T.) 242
Centratura 243
Focalizzazione 245
Deflessione verticale 246
Circuiti di alimentazione 248
Convergenza 249
Purezza 253
Scala dei grigi 256

Capitolo 8

Il televisore a colori (parte prima)

Sotto l'aspetto più generale, un televisore a colori può essere paragonato ad un normale televisore in bianco-nero, integrato con l'aggiunta di organi e circuiti relativi alle funzioni cromatiche illustrate in precedenza, nonchè con la modifica o sostituzione di organi e circuiti di corrente impiego nelle ricezioni monocromatiche.

Per quanto riguarda la differenziazione dei televisori a seconda del sistema di trasmissione adottato, ricordiamo che i sistemi NTSC e PAL richiedono circuiti cromatici non molto dissimili, mentre col sistema SECAM la parte cromatica è sostanzialmente diversa.

Inizieremo pertanto con la trattazione più generale di un televisore a colori di tipo americano secondo il sistema NTSC, descrivendo in seguito dettagliatamente uno dei più recenti circuiti R.C.A., il CTC15 del 1963.

Daremo altresì, in altrettante tavole fuori testo, alcuni circuiti recentissimi: il CTC17-R.C.A. non molto dissimile dal CTC15, il CTC19 - R.C.A., il 25CM30 della Zenith, ed il Philips prototipo sperimentale. Nella fig. 116 sono rappresentati gli schemi a blocchi di un normale televisore in bianco-nero e di un televisore a colori secondo il sistema NTSC.

Si rileva che il televisore a colori differisce da quello in bianco-nero per l'aggiunta di tre nuove sezioni denominate: sincronizzazione del colore, sezione di demodulazione cromatica e sezione matriciale.

Il canale di luminanza corrisponde virtualmente al normale canale video del televisore in bianco-nero. La funzione del canale di luminanza è quella di amplificare l'informazione di luminanza presente al rivelatore video fino a raggiungere un valore sufficiente per alimentare i circuiti matriciali (mescolazione con la crominanza).

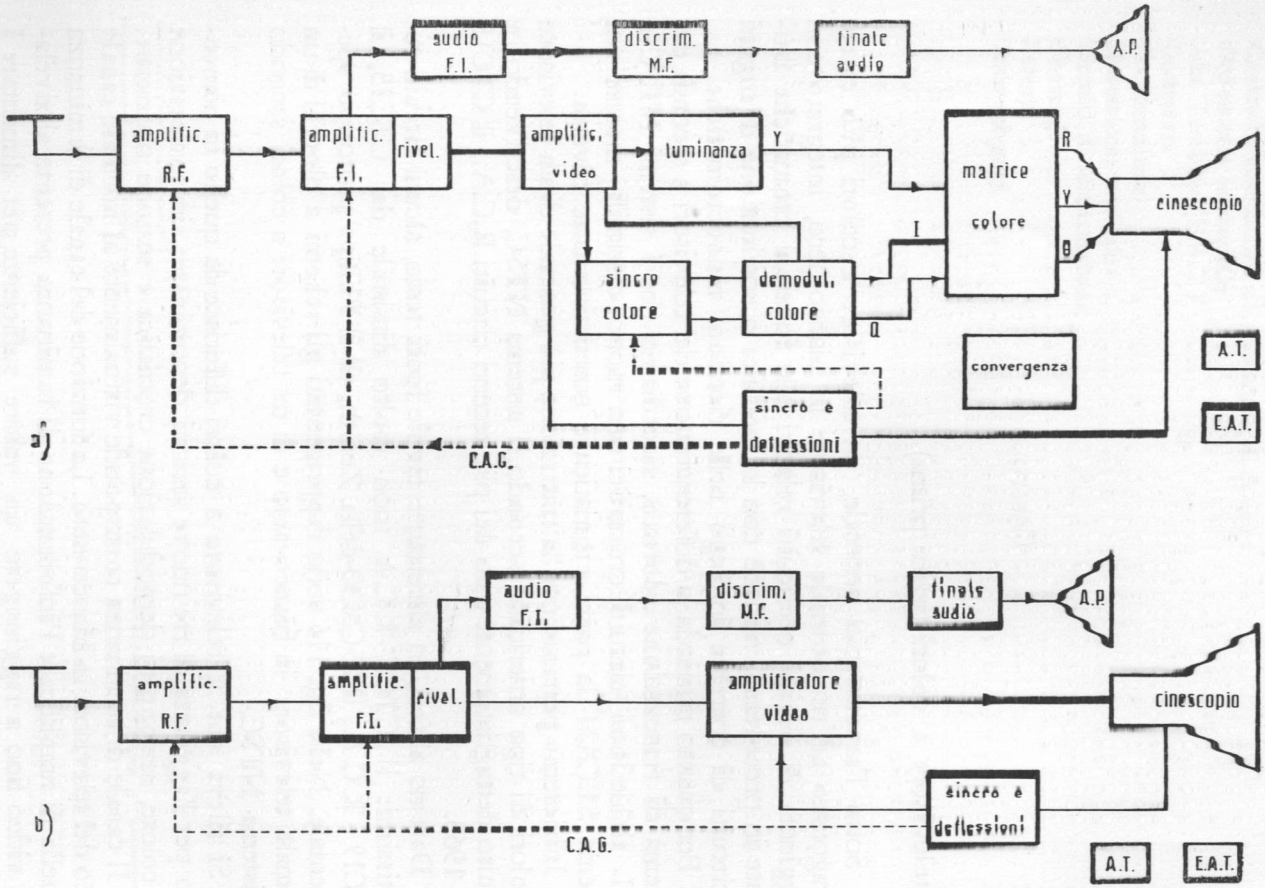


FIG. 116. Schemi di principio di un televisore a colori (*a*), e di un televisore in bianco-nero (*b*).

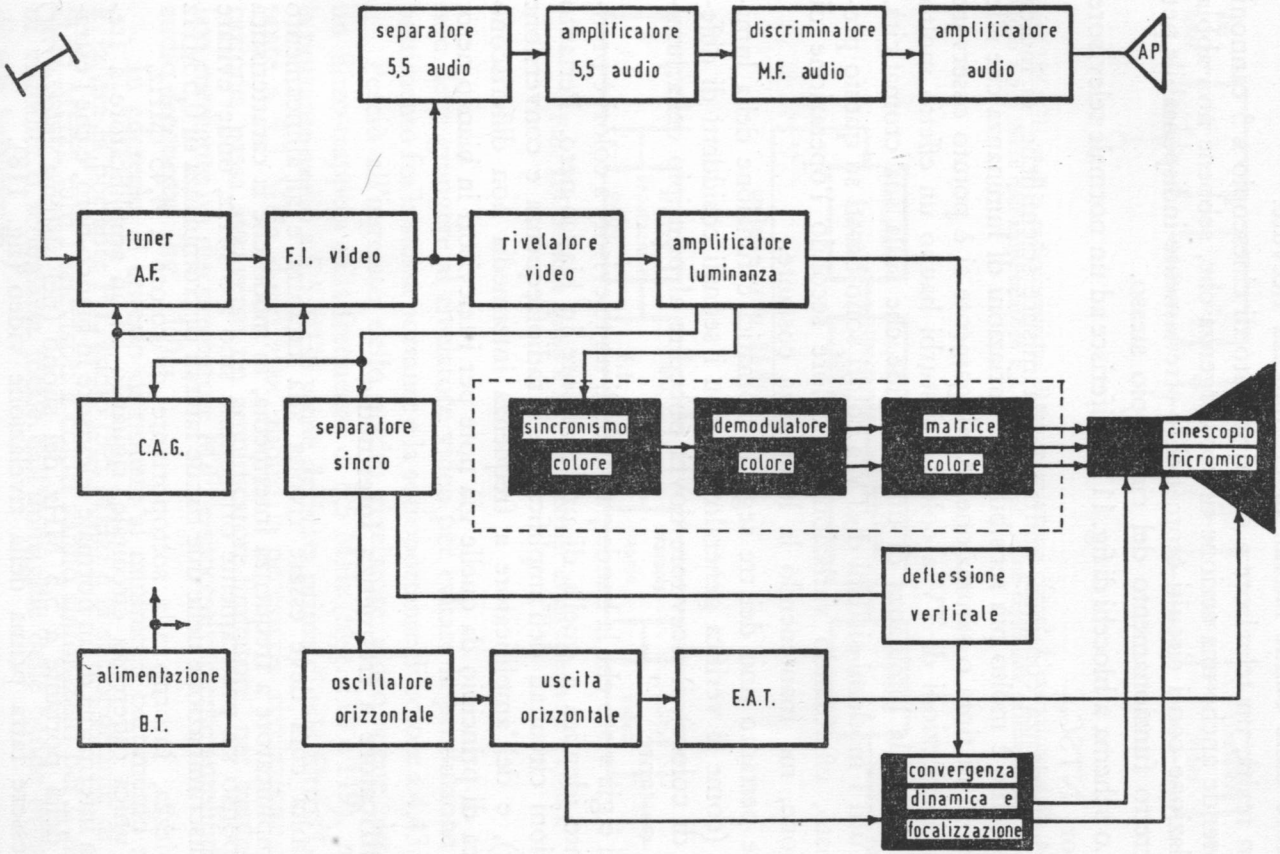


FIG. 117. Schema di principio di un televisore a colori NTSC. I blocchi in nero si riferiscono alla parte tipica del colore

Il canale di crominanza ha il compito di demodulare l'informazione di colore dalle bande laterali di crominanza ricevute.

In realtà, un televisore a colori munito di cinescopio a 3 cannoni comprende anche una sezione di convergenza che, sebbene non abbia correlazione con i circuiti cromatici, è strettamente indispensabile per il corretto funzionamento del cinescopio stesso.

Lo schema a blocchi di fig. 117 si riferisce ad un normale televisore a colori NTSC.

L'esperienza continua, suffragata da misure scientifiche, ci indica che l'occhio è molto più sensibile alle variazioni di luminanza che alle variazioni di tinta o saturazione. Analogamente si è potuto osservare che nelle ricezioni di TV a colori i disturbi hanno un effetto molto maggiore sulla luminanza di un'immagine che sulla sua cromaticità.

Tutti i moderni sistemi di TV a colori sono basati su questo presupposto, effettuando variazioni di colore secondo l'operazione di scansione, ma mantenendo la luminanza costante.

Se pertanto uno dei tre segnali cromatici è funzione della luminanza (come si verifica generalmente con i segnali cosiddetti di differenza di colore), il ricevitore dovrà obbedire al principio della luminanza costante.

Si è già visto che la banda passante di un televisore a colori è praticamente identica a quella di un televisore in bianco-nero. Pertanto le sezioni circuitali dell'amplificatore a radiofrequenza e conversione (tuner), e dell'amplificatore a frequenza intermedia non differiscono in linea di principio da quelle già note per i televisori in bianco-nero.

Amplificatore a frequenza intermedia

Molta cura deve essere rivolta alla taratura e all'allineamento dell'amplificatore a frequenza intermedia, in modo che la caratteristica di responso sia praticamente orizzontale sino a 5 MHz, onde evitare ogni discriminazione nelle due bande laterali di crominanza di 0,5 MHz d'ampiezza, intorno alla sottoportante di colore a 4,43 MHz.

L'unica differenza circuitale, riguardo ad un amplificatore a frequenza intermedia di un normale televisore in bianco-nero, è che l'estrazione della portante a 5,5 MHz del suono (nel sistema *intercarrier*) deve essere fatta prima della rivelazione video (fig. 118).

Ciò si rende indispensabile perchè la portante audio a 5,5 MHz

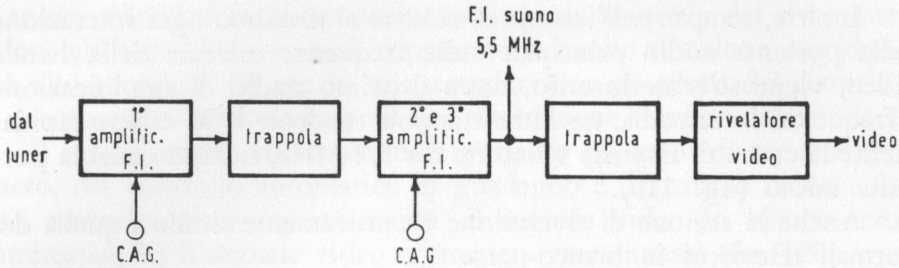


FIG. 118. Gli stadi a radiofrequenza di un televisore a colori. L'estrazione della portante audio a 5,5 MHz dall'amplificatore F.I. intercarrier viene effettuata prima della rivelazione video.

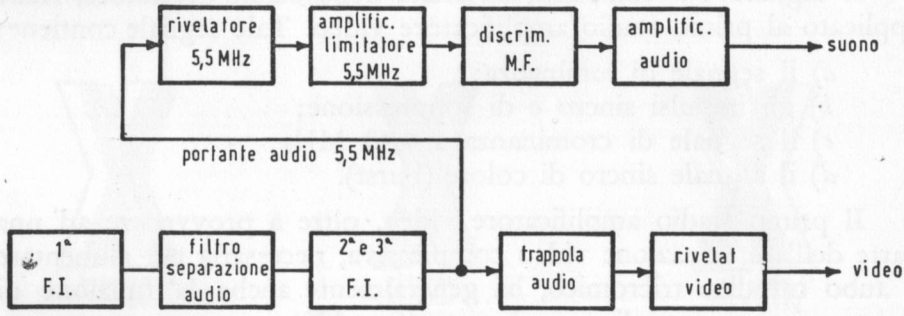


FIG. 119. Sezione audio e F. I. intercarrier di un televisore a colori.

non deve giungere al rivelatore video per evitare la produzione di un battimento fra la stessa portante e la sottoportante di colore a 4,43 MHz.

Perciò all'ingresso dello stadio rivelatore video viene sistemato un filtro-trappola sulla frequenza di 5,5 MHz (figg. 118 e 119), mentre la portante audio a 5,5 MHz viene derivata prima di tale filtro. La portante a 5,5 MHz, dopo aver subito la necessaria rivelazione-rettificazione, passa attraverso un amplificatore-limitatore, per venire rivelata mediante un discriminatore M.F. e successivamente amplificata ad audio frequenza (fig. 119).

In aderenza al criterio di ridurre al minimo il battimento a 1070 kHz, fra la portante F.I. audio (5,5 MHz) e la sottoportante di colore (4,43 MHz), tutti i televisori a colori vanno sintonizzati per il minimo di visibilità o scomparsa totale dall'immagine delle bande orizzontali di tale battimento.

Inoltre, sempre nell'intento di ridurre al massimo ogni interazione della portante audio principale sulle frequenze estreme della banda video, viene sovente inserito, dopo il primo stadio di amplificazione a frequenza intermedia, un filtro-trappola tendente a far cadere rapidamente la curva di risposta video fra 5 e 5,2 MHz, isolando così la portante audio (fig. 119).

Anche la sezione di rivelazione è praticamente simile a quella dei normali televisori in bianco-nero.

Amplificatore video

Il segnale TV completo, all'uscita dello stadio rivelatore, viene applicato al primo stadio amplificatore video. Tale segnale contiene:

a) il segnale di luminanza;
b) gli impulsi sincro e di soppressione;
c) il segnale di crominanza a 4,43 MHz;
d) il segnale sincro di colore (burst).

Il primo stadio amplificatore video, oltre a provvedere ad una parte dell'amplificazione video complessiva, necessaria per alimentare il tubo catodico tricromico, ha generalmente anche la funzione di smistare i vari segnali ora elencati (fig. 120).

Si noti incidentalmente che, come è d'altronde pratica comune

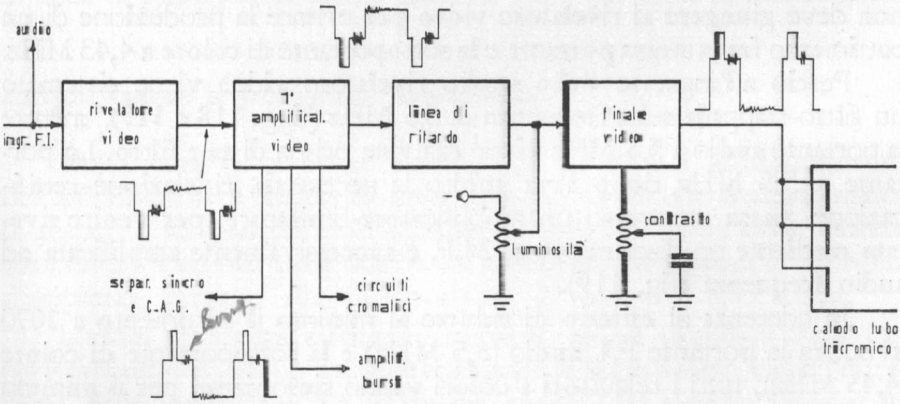


FIG. 120. Gli stadi video-luminanza di un televisore a colori. Il primo stadio amplificatore video ha funzioni multiple ed è seguito da una linea di ritardo di circa 0,6 microsecondi

in tutti i televisori in bianco-nero, nel segnale in uscita dal rivelatore video, gli impulsi sincro e di soppressione hanno direzione negativa. Ciò allo scopo di ridurre in una certa misura gli effetti dei disturbi, in quanto questi tendono a portare all'interdizione l'amplificatore video.

Il primo stadio video alimenta pertanto gli stadi di separazione sincro, del controllo automatico di guadagno e del sincro colore; da esso escono inoltre separatamente il segnale video in bianco-nero (luminanza) ed il segnale video cromatico (crominanza) (fig. 120).

La separazione dei due segnali di luminanza e di crominanza viene effettuata mediante filtri adatti, nel modo che illustreremo fra poco. Ma ciò che desideriamo porre subito in rilievo è la necessità di introdurre nel canale di luminanza, all'ingresso del secondo stadio video in bianco-nero, una linea di ritardo di circa 0,6 microsecondi (fig. 120).

FIG. 121. Necessità della presenza di una linea di ritardo sui segnali di luminanza per farli coincidere sullo schermo d'immagine con quelli di crominanza.

Tale linea di ritardo è necessaria affinchè i due segnali di luminanza e crominanza si trovino esattamente in fase e siano sovrapponibili l'un l'altro (fig. 121). Infatti il segnale di crominanza, dopo essere passato attraverso filtri di separazione a banda molto ridotta, viene ritardato in una certa misura: un identico ritardo deve quindi introdursi nel segnale di luminanza prima del circuito di matrizzazione o mixaggio finale dei due.

Per esempio, se un circuito di crominanza comprende un filtro passabanda di 0,5 MHz di ampiezza di banda, è necessario ritardare il segnale di luminanza Y di circa 1 microsecondo, che corrisponde ad una distanza orizzontale di circa 10 mm su uno schermo d'immagine di 21 pollici.

La ragione del ritardo di trasmissione nei circuiti di crominanza a banda stretta (0,5 MHz) può venire spiegata come segue.

Si immagini una sorgente di impulsi rettangolari che alimenti due diramazioni in parallelo (fig. 122), una delle quali comprende un circuito resistivo a larga banda, mentre l'altra comprende un circuito filtro RC passa-basso.

L'uscita dal divisore resistivo (*A*) è l'esatta replica del segnale d'ingresso. Per la presenza della capacità nel circuito filtro, il fronte di salita dell'impulso in uscita tende ad assumere la classica forma esponenziale (*B*).

Analogamente, alla fine dell'impulso l'uscita in *A* cade immediatamente a zero, mentre l'uscita in *B* cade secondo una curva esponenziale simile a quella d'inizio.

È facile rilevare che i fronti d'entrata e d'uscita dell'impulso

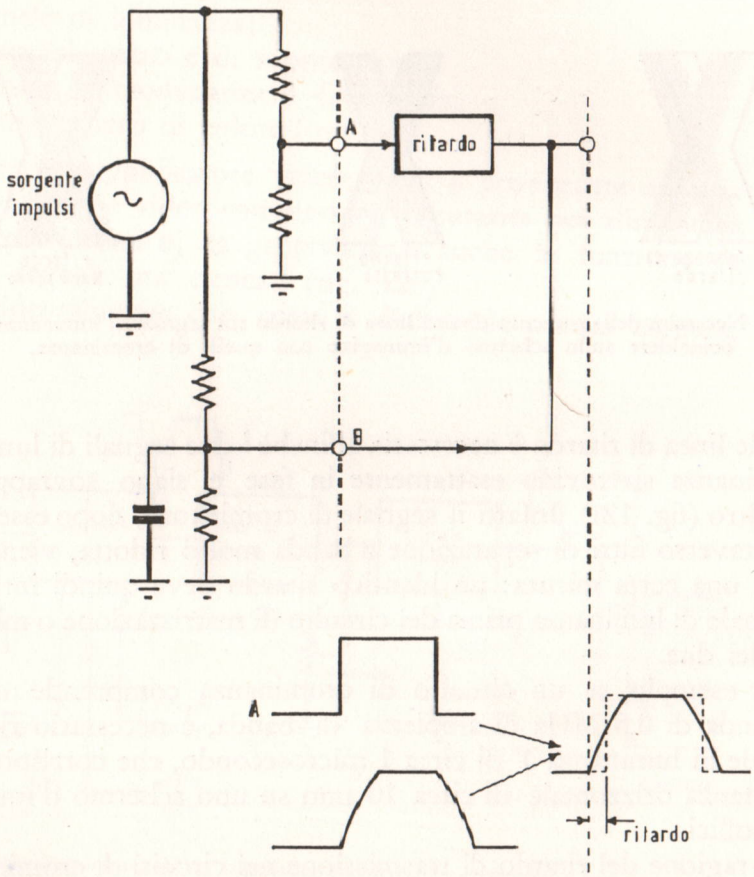
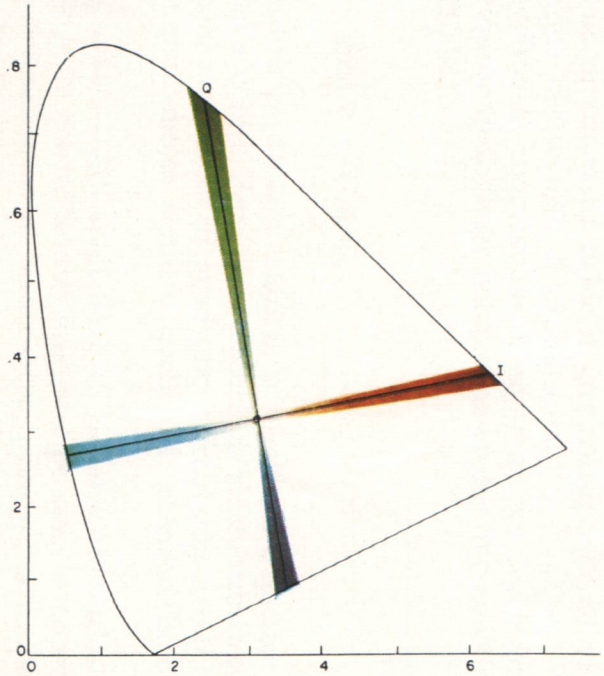


FIG. 122. Dimostrazione della necessità della linea di ritardo di luminanza.



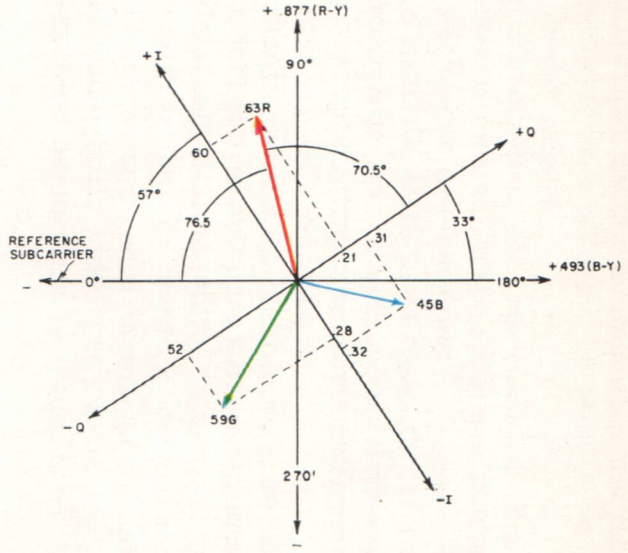


TAVOLA L - Localizzazione degli assi cromatici *I* e *Q*, sul triangolo di cromaticità e sul diagramma vettoriale.

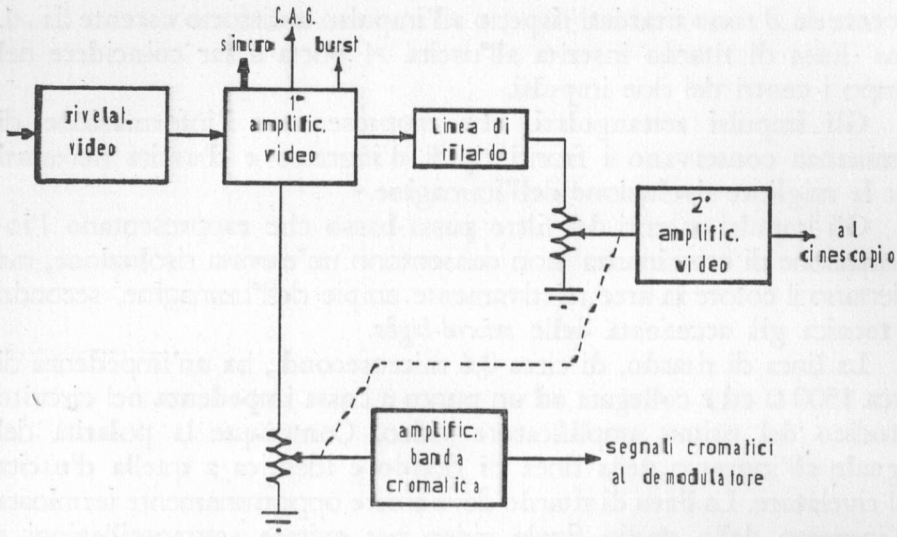


FIG. 123. Abbinamento dei controlli di contrasto luminanza-crominanza.

dei tre cannoni nel collo molto largo del tubo catodico. Inoltre devono alimentare i circuiti di convergenza dinamica e di soppressione. Un cenno particolare merita lo stadio finale orizzontale che esegue parecchie funzioni diverse.

Infatti tale stadio deve fornire, oltre che una maggiore alta tensione anodica per il tubo tricromico, anche la tensione focalizzatrice di questo ultimo.

La E.A.T. deve inoltre essere stabilizzata elettronicamente con conseguente dispendio di potenza. Sono richiesti altri vari impulsi di controllo e di soppressione.

Il circuito di deflessione orizzontale consiste pertanto (fig. 124) di un oscillatore a 15625 Hz controllato da un C.A.F.F. (controllo automatico di frequenza e fase), che pilota uno stadio di potenza di concezione fondamentalmente normale, utilizzante per l'E.A.T. i guizzi di ritorno rapido delle correnti di deflessione a dente di sega, con relativo smorzamento e ricupero d'energia mediante diodo (*booster*).

Gli impulsi E.A.T. a tensione piuttosto alta per l'esigenza del tubo tricromico shadow mask (25÷27 kV), provenienti da un trasformatore di costruzione molto accurata, sono applicati a due diodi raddrizzatori ad alto vuoto (24 kV) per la tensione anodica E.A.T., e per la tensione focalizzatrice (4,5 kV).

Si tenga inoltre presente che la E.A.T. deve fornire la corrente anodica dei tre pennelli elettronici del tubo tricromico (anzichè per un unico pennello come si verifica nei televisori in bianco-nero).

Occorre infine considerare che l'E.A.T. deve essere accuratamente stabilizzato, in quanto focalizzazione e convergenza dei pennelli elettronici sono strettamente legate a tensioni acceleratrici ben fisse e stabili.

Il circuito E.A.T. comprende pertanto un dispositivo di regolazione dell'alta tensione tale da mantenerla costantemente ad un determinato valore, nonostante le variazioni di carico provenienti dai tre pennelli elettronici.

L'alta tensione è controllata mediante un triodo regolatore inserito in parallelo sul carico, in modo da mantenere praticamente costante la corrente erogata dal circuito E.A.T.

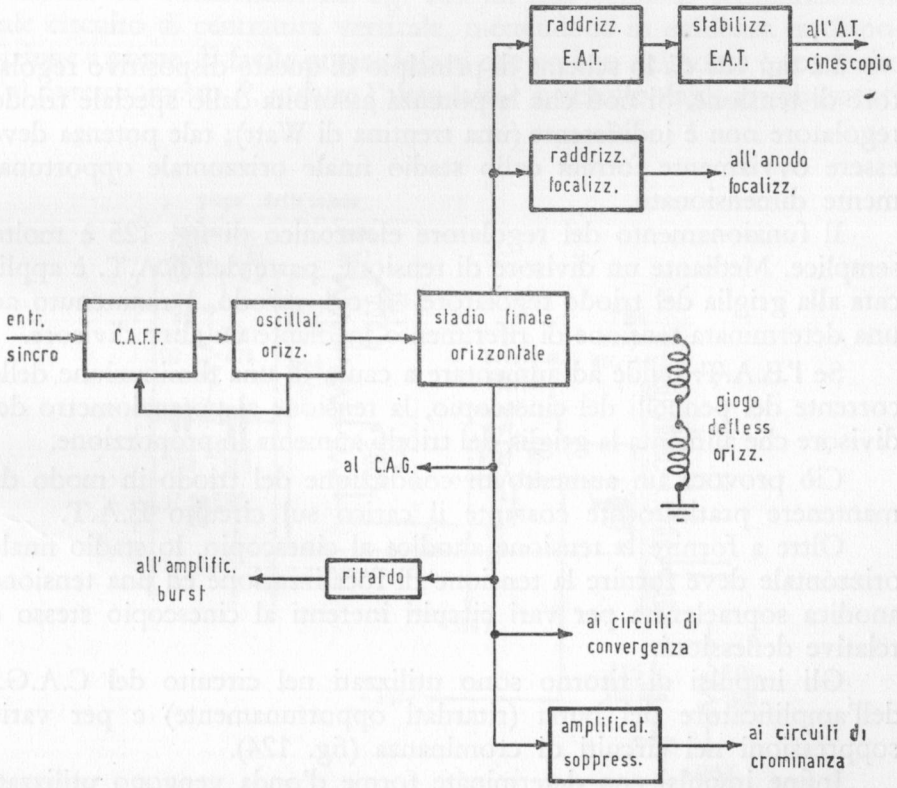


FIG. 124. Gli stadi di deflessione orizzontale ed alta tensione di un televisore a colori.

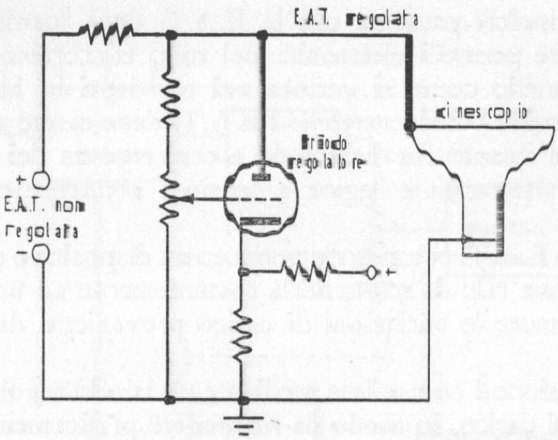


FIG. 125. Circuito regolatore elettronico dell'alta tensione del cinescopio tricromico.

La fig. 125 dà lo schema di principio di questo dispositivo regolatore di tensione. Si noti che la potenza assorbita dallo speciale triodo regolatore non è indifferente (una trentina di Watt); tale potenza deve essere ovviamente fornita dallo stadio finale orizzontale opportunamente dimensionato.

Il funzionamento del regolatore elettronico di fig. 125 è molto semplice. Mediante un divisore di tensione, parte dell'E.A.T. è applicata alla griglia del triodo regolatore, il cui catodo è mantenuto ad una determinata tensione di riferimento mediante un altro divisore.

Se l'E.A.T. tende ad aumentare a causa di una diminuzione della corrente dei pennelli del cinescopio, la tensione al potenziometro del divisore che alimenta la griglia del triodo aumenta in proporzione.

Ciò provoca un aumento di conduzione del triodo in modo da mantenere praticamente costante il carico sul circuito E.A.T.

Oltre a fornire la tensione anodica al cinescopio, lo stadio finale orizzontale deve fornire la tensione di focalizzazione ed una tensione anodica sopraelevata per vari circuiti inerenti al cinescopio stesso e relative deflessioni.

Gli impulsi di ritorno sono utilizzati nel circuito del C.A.G., dell'amplificatore del burst (ritardati opportunamente) e per varie soppressioni nei circuiti di crominanza (fig. 124).

Infine impulsi con determinate forme d'onda vengono utilizzati nei circuiti di convergenza dinamica.

Centratura. — La centratura del quadro nei televisori a colori non può effettuarsi coi sistemi solitamente usati (magnetini mobili sul collo del cinescopio), che ovviamente disturberebbero l'assetto di convergenza statica (purezza di colore, soprattutto) dei tre pennelli elettronici.

Un sistema molto usato di centratura del quadro di televisori a colori è quello di far scorrere nelle bobine del giogo di deflessione (sia verticali che orizzontali) una corrente continua regolabile in intensità e direzione.

Lo schema di fig. 126 illustra un sistema del genere, relativo alla centratura verticale: in modo analogo viene effettuata la centratura orizzontale.

Si noti che ogni circuito di centratura necessita di uno speciale avvolgimento secondario bifilare, nei rispettivi trasformatori d'uscita verticale ed orizzontale. La fig. 127 dà una versione semplificata di tale circuito di centratura verticale, mettendone in evidenza la disposizione a ponte. È facile notare infatti che un lato del ponte è costituito dal potenziometro *P*, mentre l'altro lato è costituito dagli avvolgimenti

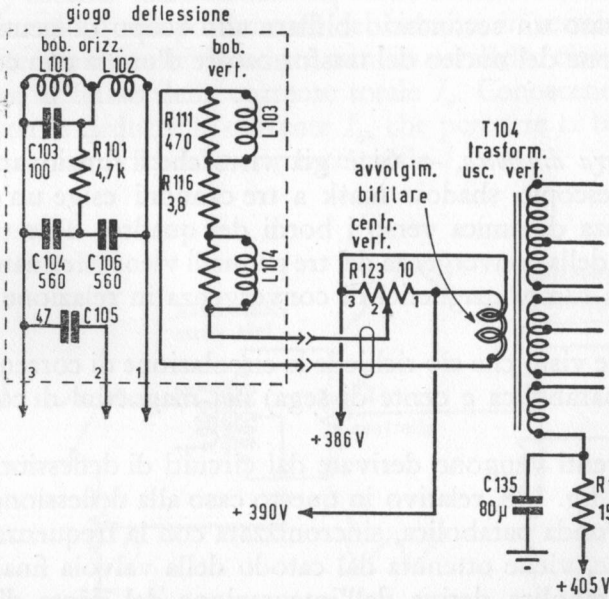


FIG. 126. Circuito di centraggio verticale in un televisore a colori (R.C.A.).

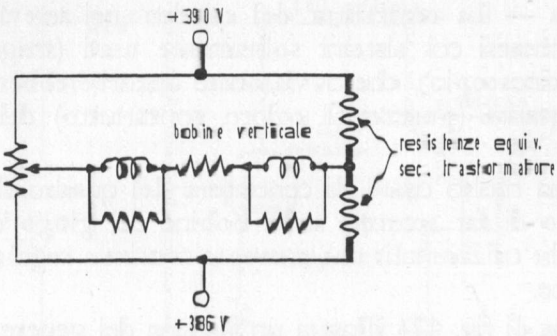


FIG. 127. Schema semplificato del circuito di centraggio verticale di fig. 126.

del secondario bifilare del trasformatore d'uscita. Quando il cursore del potenziometro si trova in una determinata posizione intermedia, il ponte risulta in equilibrio e nessuna corrente continua circola nelle bobine di deflessione.

Tale corrente continua si può far circolare con maggiore o minore intensità, in un senso o nell'altro, spostando opportunamente il cursore del potenziometro *P*.

Viene usato un secondario bifilare allo scopo di neutralizzare la magnetizzazione del nucleo del trasformatore d'uscita con conseguente saturazione.

Convergenza dinamica. — Si è già visto che il funzionamento corretto del cinescopio shadow mask a tre cannoni esige un'operazione di convergenza dinamica verso i bordi del quadro. Tale trattamento di correzione della convergenza dei tre pennelli viene effettuato variando l'intensità dei campi magnetici di convergenza in relazione a quelli di deflessione.

Si è anche visto che ciò richiede la circolazione di correnti di forma particolare (parabolica e dente di sega) nei magnetini di convergenza dinamica.

Tali correnti vengono derivate dai circuiti di deflessione secondo lo schema di fig. 128, relativo in questo caso alla deflessione verticale. Una forma d'onda parabolica, sincronizzata con la frequenza di deflessione verticale, viene ottenuta dal catodo della valvola finale d'uscita. La forma parabolica deriva dall'integrazione del dente di sega che percorre la resistenza catodica, operata dal condensatore di *by-pass*.

L'ampiezza dell'impulso parabolico viene regolata mediante un potenziometro (P_1 – fig. 128). A tale impulso viene miscelato un ulteriore impulso di correzione a dente di sega, introdotto in senso positivo o negativo, mediante un altro controllo potenziometrico (P_2 – fig. 128); col potenziometro nella posizione intermedia, nessun impulso di correzione viene introdotto. Nella fig. 129 viene mostrato l'effetto di tale correzione. Sono necessari tre circuiti di questo tipo, uno per ciascun cannone.

Si presentano pertanto sei regolazioni da effettuarsi per la convergenza verticale.

Circa gli impulsi di correzione della convergenza dinamica orizzontale, accenneremo ad un circuito frequentemente usato nei recenti televisori a colori.

In esso (fig. 130), un impulso prelevato da un avvolgimento ausiliario nel trasformatore E.A.T. viene applicato attraverso un condensatore C, ad un circuito risonante C_1 - L_1, destinato ad ottenere la forma d'onda desiderata. Data la predominante impedenza della bobina L_1, questa determina in prevalenza il flusso della corrente di correzione.

Quando una forma d'onda rettangolare viene applicata ad un circuito induttivo, ne deriva una corrente a dente di sega. Pertanto la corrente I_r uscente dalla bobina L_1 ha la forma indicata in fig. 130.

Esaminando il comportamento del circuito, in termini di corrente anzichè di tensione, osserviamo tre rami in parallelo, ciascuno dei quali contribuisce al flusso della corrente totale I_r. Conoscendo le correnti I_1 e I_2 potremo dedurre la corrente I_3, che percorre la bobina di convergenza, sottraendole dalla corrente totale I_r.

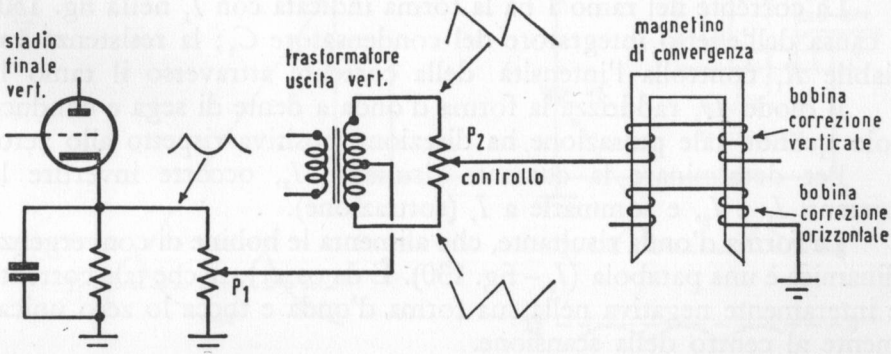


FIG. 128. Circuito di convergenza dinamica verticale.

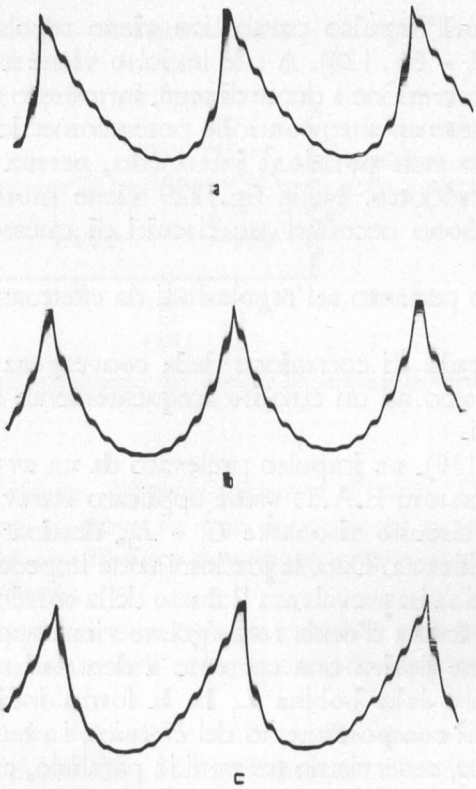


FIG. 129. Forme d'onda per le correnti di correzione della convergenza dinamica verticale: *a*) parabolica meno dente di sega; *b*) parabolica; *c*) parabolica più dente di sega.

La corrente nel ramo 1 ha la forma indicata con I_1 nella fig. 130, a causa dell'effetto integratore del condensatore C_1; la resistenza variabile R_1 controlla l'intensità della corrente attraverso il ramo 1.

Il diodo D_1 raddrizza la forma d'onda a dente di sega e conduce solo quando tale pulsazione ha direzione positiva rispetto allo zero.

Per determinare la corrente risultante I_3, occorre invertire le correnti I_1 e I_2, e sommarle a I_r (sottrazione).

La forma d'onda risultante, che alimenta le bobine di convergenza dinamica è una parabola (I_3 – fig. 130). È da osservare che tale corrente è interamente negativa nella sua forma d'onda e tocca lo zero unicamente al centro della scansione.

Quest'ultima caratteristica è vantaggiosa, in quanto la convergenza

non viene alterata al centro del quadro. In altre parole, ciò sta a significare che le regolazioni della convergenza statica non interferiscono con quelle della convergenza dinamica. Inoltre l'effetto di controllo di R_1 è molto più sentito sul lato sinistro del quadro che su quello destro.

Ciò facilita le regolazioni di convergenza, poichè si fa agire il controllo d'ampiezza totale L_1 prevalentemente sul lato destro del quadro, mentre con R_1 si regola il lato sinistro.

Analogamente alla convergenza dinamica verticale, anche qui occorrono tre circuiti (uno per ogni cannone) del tipo ora illustrato.

Si è già visto che la convergenza statica viene effettuata mediante piccoli magneti permanenti applicati ai magnetini di convergenza attorno al collo del cinescopio.

In taluni televisori a colori la convergenza statica viene effettuata facendo circolare una corrente continua regolabile nelle bobine di convergenza dinamica. Bisogna però notare che l'impiego dei magneti permanenti presenta su quest'ultimo sistema il vantaggio di essere immune da ogni variazione di tensione della rete d'alimentazione.

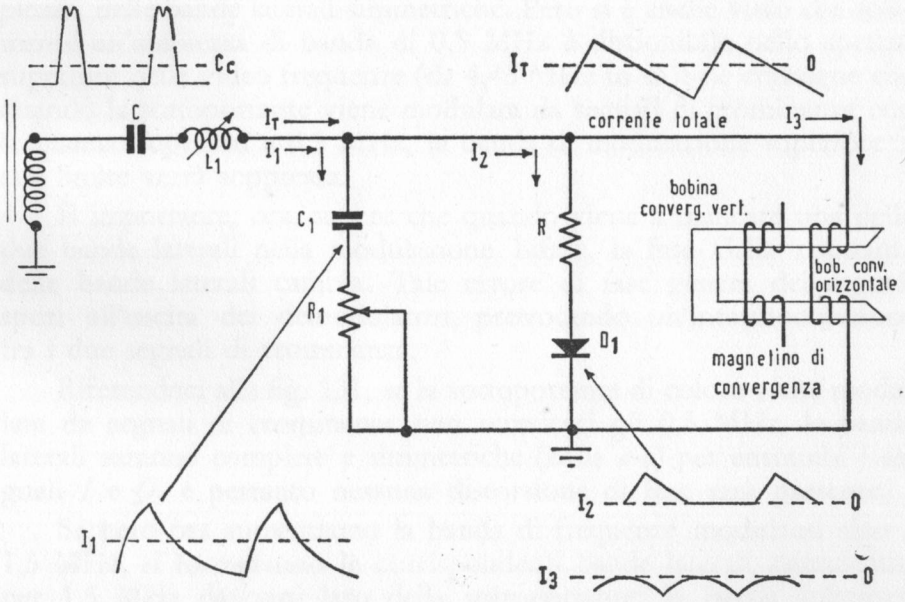


FIG. 130. Circuito di convergenza dinamica orizzontale.

CAPITOLO 9

Il televisore a colori

(Parte seconda)

Caratteristica di modulazione dei segnali di crominanza.

Si è visto che nel sistema NTSC la modulazione della sottoportante di colore genera, come in ogni processo di modulazione d'ampiezza, delle bande laterali simmetriche. Però si è anche visto che solamente un'ampiezza di banda di 0,5 MHz è disponibile nello spettro superiore delle video frequenze (da 4,43 MHz in su): ne consegue che quando la sottoportante viene modulata da segnali di crominanza con frequenze superiori a 0,5 MHz, la banda di modulazione superiore a tale limite verrà soppressa.

È importante, ora, sapere che quando viene a mancare una delle due bande laterali nella modulazione bifase, la fase della risultante delle bande laterali cambia. Tale errore di fase genera dei segnali spuri all'uscita dei demodulatori, provocando un'intermodulazione fra i due segnali di crominanza.

Riferendoci alla fig. 131, se la sottoportante di colore viene modulata da segnali di crominanza non eccedenti gli 0,5 MHz, le bande laterali saranno complete e simmetriche (zona *a-b*) per entrambi i segnali *I* e *Q*, e pertanto nessuna distorsione di fase sarà presente.

Se però ora aumentiamo la banda di frequenze modulanti sino a 1,5 MHz, si formeranno le corrispondenti bande laterali estendentisi per 1,5 MHz da ogni lato della sottoportante: la banda inferiore, estendentesi sino a *C* nella figura 131, sarà normale, mentre la banda

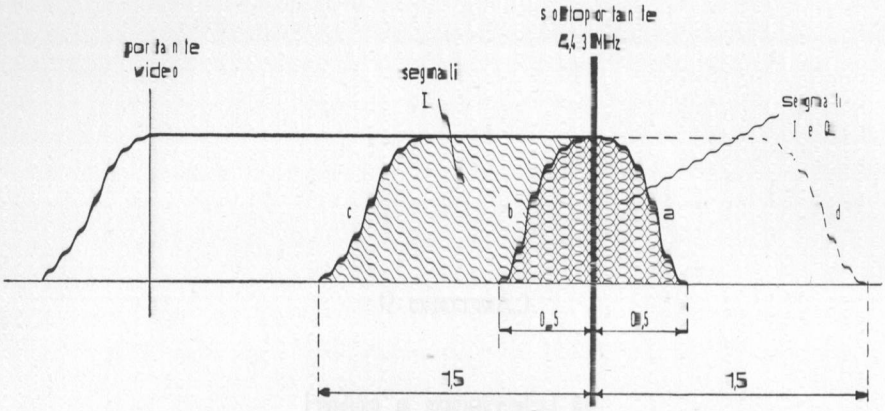


FIG. 131. Spettro di frequenze trasmesse per i segnali cromatici.

superiore, estendentesi sino a *d*, sarà tagliata da 0,5 MHz in su (curva tratteggiata).

In quest'ultima banda di frequenze, (zona *b-c*) si manifesterà una distorsione di fase con non corretta riproduzione dei colori.

L'errore di fase viene evitato limitando la larghezza di banda di uno dei due segnali di crominanza a 0,5 MHz (fig. 131). Il segnale scelto per tale limitazione di banda è il segnale *Q*, mentre il segnale *I* viene trasmesso con una larghezza di banda di 1,5 MHz. Pertanto nella zona *b-c* (fig. 131), è presente solo il segnale *I*: in queste condizioni (assenza del segnale *Q*), non sarebbe però possibile riprodurre fedelmente i colori originali.

Si è allora costretti a modificare le proporzioni delle tensioni E_R, E_V, E_B formanti il segnale *I*, in modo che, quando esso viene trasmesso isolatamente nella banda da 0,5 a 1,5 MHz, i colori corrispondenti alle piccole aree relative a tale banda di frequenze siano riportati ad un soddisfacente gradimento dell'occhio.

In altre parole, il segnale *I* viene condizionato in modo da riprodurre soddisfacentemente da solo tutti i colori derivanti da miscele di arancio-ciano, che sono quelli che il nostro occhio tende a vedere nelle aree colorate di piccole dimensioni.

Circuiti di crominanza

Tre sono le funzioni della sezione di crominanza di un televisore a colori (fig. 132). Anzitutto quella di estrarre le bande laterali di mo-

dulazione della sottoportante di colore; secondariamente quella di attenuare fortemente ogni altro segnale residuo; ed infine quella di demodulare i segnali cromatici in modo da riprodurre i valori originali delle tensioni di intelligenza dei colori.

Esaminiamo ora una sezione di crominanza secondo gli assi *I* e *Q* già considerati in precedenza.

Una parte del segnale video totale è derivata dal catodo del primo amplificatore video per essere inviata in un amplificatore passabanda, comprendente un filtro di banda che permette il passaggio di una banda da circa 2,1 a 5 MHz (fig. 133); cioè quella dell'informazione del colore, eliminando ogni segnale video in bianco-nero sotto i 2,1 MHz.

L'amplificatore passabanda viene però eccitato anche da altri impulsi ausiliari.

La griglia schermo del tubo amplificatore riceve per esempio un impulso negativo dal trasformatore di deflessione orizzontale, allo

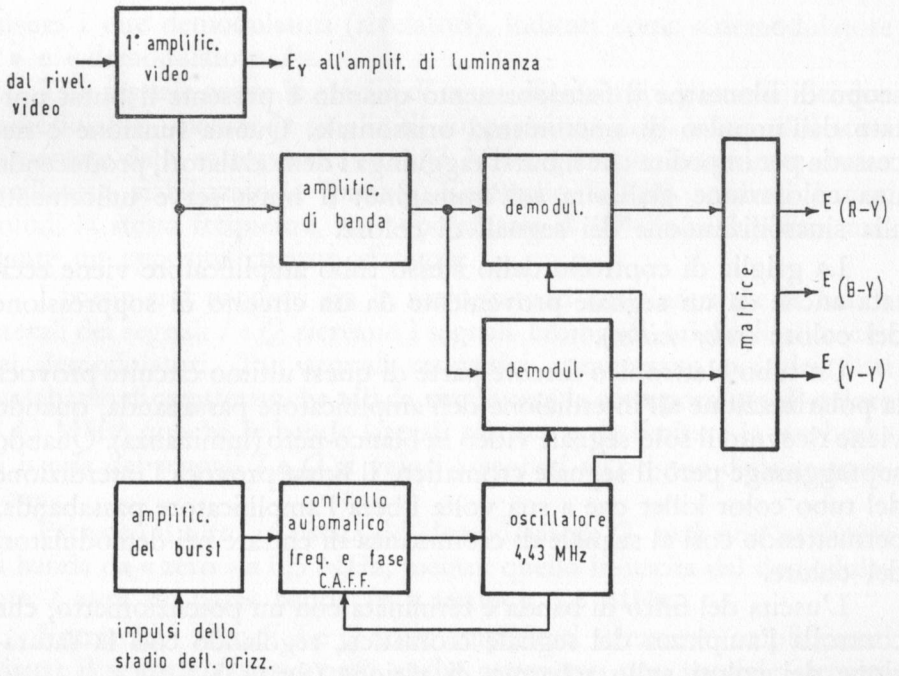


FIG. 132. Circuiti di crominanza in un televisore a colori.

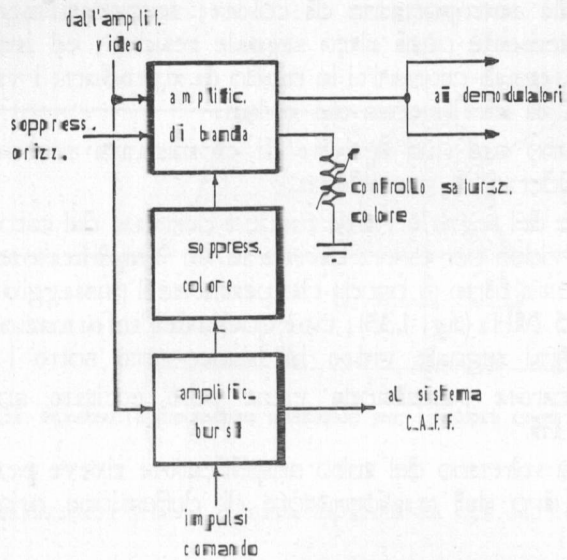


FIG. 133. L'amplificatore passa-banda e circuiti associati.

scopo di bloccarne il funzionamento quando è presente il burst portato dall'impulso di sincronismo orizzontale. Questa funzione è necessaria per impedire che il burst raggiunga i demodulatori, producendo una colorazione giallastra sull'immagine: il burst serve unicamente alla sincronizzazione dei segnali di colore.

La griglia di controllo dello stesso tubo amplificatore viene eccitata anche da un segnale proveniente da un circuito di soppressione del colore (*color killer*).

Un tubo elettronico facente parte di quest'ultimo circuito provoca la polarizzazione all'interdizione dell'amplificatore passabanda, quando viene ricevuto il solo segnale video in bianco-nero (luminanza). Quando sopraggiunge però il segnale cromatico, il burst provoca l'interdizione del tubo color killer che a sua volta libera l'amplificatore passabanda, permettendo così al segnale di crominanza di entrare nei demodulatori del colore.

L'uscita del filtro di banda è terminata con un potenziometro, che controlla l'ampiezza del segnale cromatico, regolando così la saturazione dei colori sullo schermo di visione (fig. 133).

Oltre il filtro passabanda, il segnale cromatico alimenta in uguale

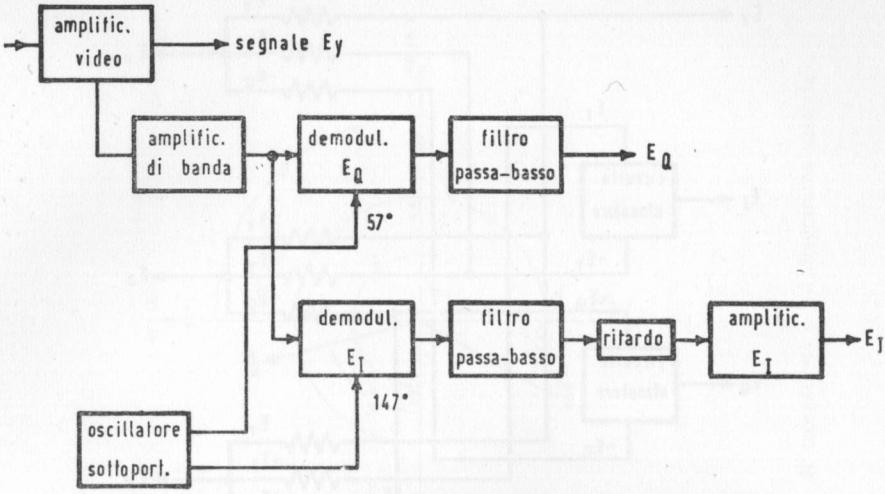


FIG. 134. Schema di principio di un demodulatore secondo gli assi *I* e *Q*.

misura i due demodulatori (rivelatori), indicati come « demodulatore *Q* » e « demodulatore *I* ».

Tale segnale eccita le griglie di controllo dei tubi (pentodi) dei due demodulatori, mentre le griglie di soppressione degli stessi tubi sono alimentate dalle sottoportanti a 4,43 MHz, generate localmente da un oscillatore stabilizzato a quarzo. Entrambe le sottoportanti hanno quindi la stessa frequenza, ma sono sfasate di 90° l'una dall'altra mediante un apposito circuito sfasatore.

I battimenti prodotti fra le sottoportanti così inserite e le bande laterali dei segnali *I* e *Q* ricreano i segnali cromatici originali all'uscita dei demodulatori. Tali segnali cromatici attraversano poi dei filtri passabasso di caratteristiche tali da rimuovere la sottoportante di colore (4,43 MHz) nonchè le bande laterali relative e da limitare la larghezza di banda dei segnali *I* e *Q* ai valori assegnati all'origine della trasmissione.

Pertanto il filtro in uscita del demodulatore *Q* avrà una larghezza di banda da « zero » a 0,5 MHz, mentre quello in uscita dal demodulatore *I* avrà un passa banda da « zero » a 1,5 MHz.

Entrambi i segnali *I* e *Q* sono amplificati attraverso amplificatori adatti: il segnale *I* passa però anche attraverso uno speciale circuito sfasatore.

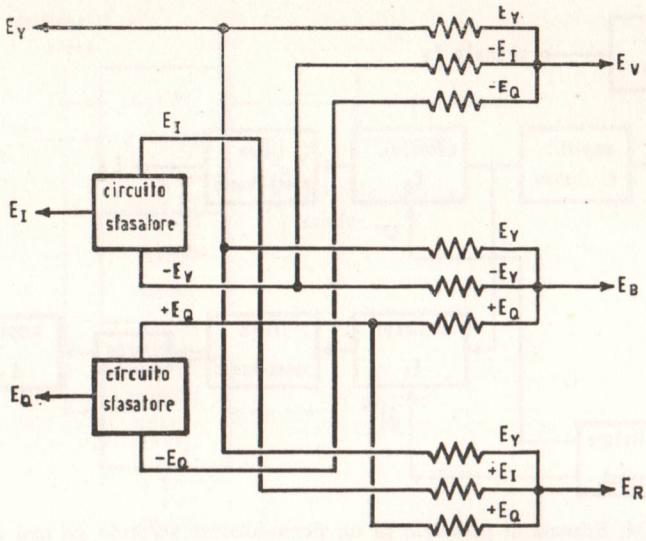


FIG. 135. Circuito matriciale relativo alla demodulazione secondo gli assi I e Q.

A questo punto le « tensioni » I e Q, in opportuna ampiezza e polarità (fase), vengono combinate attraverso un adatto circuito resistivo (matrice), con la « tensione » di luminanza, producendo così le richieste « tensioni » dei segnali *rosso*, *verde* e *blu* da applicare alle griglie di controllo del cinescopio tricromico, dopo una necessaria amplificazione, dosaggio e restituzione della componente continua (come nel bianco-nero). La fig. 134 dà lo schema di principio di un circuito demodulatore secondo gli assi I e Q.

Come si giunge alla produzione delle tre tensioni *rosso*, *verde* e *blu*, attraverso il mixaggio matriciale ora accennato?

Ecco: il segnale I, secondo le norme NTSC, è definito come:

$$I = -0{,}27\,(B - Y) + 0{,}74\,(R - Y)$$

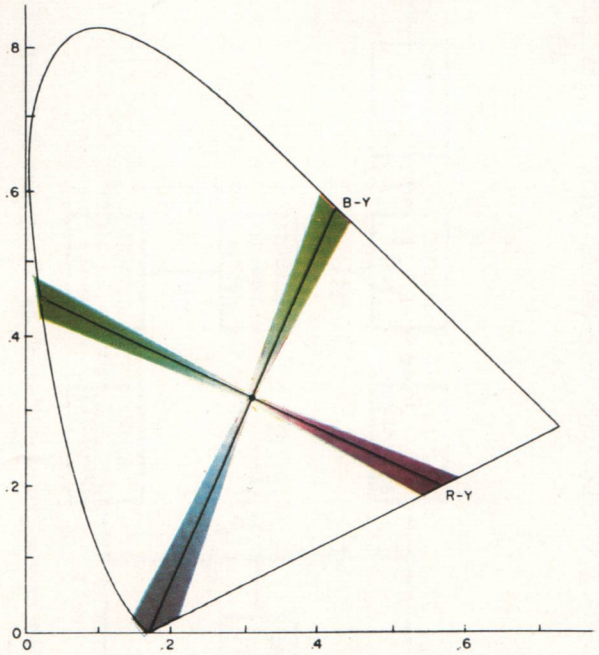
ove B è il segnale *blu*, R è il segnale *rosso*, ed Y è il segnale monocromo di luminanza.

Analogamente il segnale Q è:

$$Q = 0{,}41\,(B - Y) + 0{,}48\,(R - Y)$$

Queste due relazioni costituiscono un sistema di equazioni risolvibile rispetto ai termini $(B - Y)$ e $(R - Y)$.

Con un semplice procedimento matematico (moltiplicazione reci-



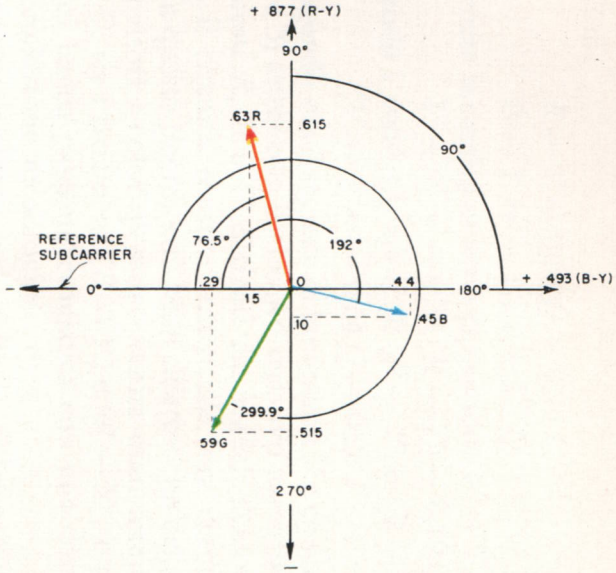


TAVOLA M - Localizzazione degli assi cromatici *R—Y* e *B—Y* sul triangolo di cromaticità e sul diagramma vettoriale.

proca per i coefficienti 0,27 e 0,41 e sommatoria successiva), si giunge alle espressioni:

(1) $$R - Y = 0{,}62\,Q + 0{,}96\,I$$

(2) $$B - Y = -1{,}1\,I + 1{,}7\,Q$$

Per ottenere la corrispondente espressione $V - Y$, ricordiamo che:

$$V - Y = -0{,}51\,(R - Y) - 0{,}19\,(B - Y)$$

ove sostituendo i suddetti valori di $(R - Y)$ e $(B - Y)$, abbiamo:

(3) $$V - Y = -0{,}64\,Q - 0{,}28\,I$$

Aggiungendo ora il segnale di luminanza Y a ciascuna delle tre relazioni 1), 2) e 3) attraverso il circuito resistivo matriciale, otterremo i 3 segnali richiesti R, B e V derivati dai segnali demodulati I e Q. La fig. 135 dà il circuito resistivo matriciale, ora descritto.

Giunti a questo punto, sarà bene chiarire che nella tecnica costruttiva dei televisori a colori possono venire usati direttamente sia i parametri I e Q, sia i parametri $(B - Y)$ e $(R - Y)$, e ciò per motivi di restrizione di banda passante cromatica con una corrispondente economia di produzione tecnologica.

È opportuno pertanto esaminare la differenziazione teorico-matematica di queste due versioni.

Si è visto che il segnale cromatico complessivo NTSC è rappresentato da:

(4) $$E_{tot} = E_Y + E_Q \operatorname{sen}(\omega t + 33^\circ) + E_I \cos(\omega t + 33^\circ)$$

ove E_Y, E_Q, E_I sono le tensioni elettriche corrispondenti ai segnali Y, I e Q.

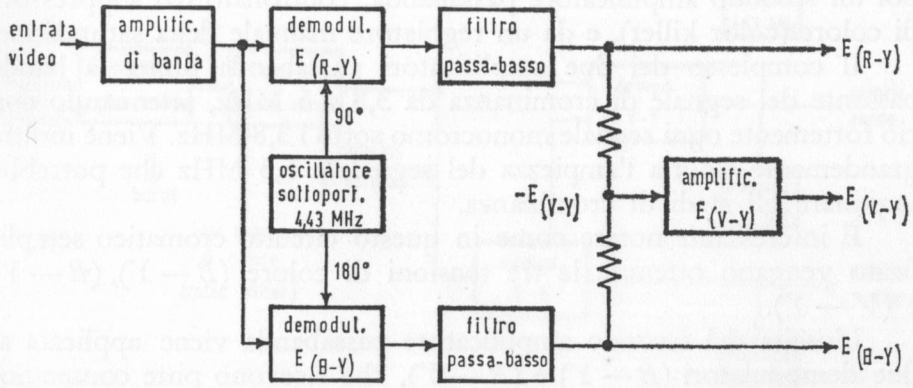


FIG. 136. Schema di principio di un demodulatore secondo gli assi $(R - Y)$ e $(B - Y)$.

La versione corrispondente ai segnali $(R - Y)$ e $(B - Y)$ in luogo di I e Q è data dalla relazione:

(5) $E_{tot} = E_Y + 0{,}492(E_B - E_Y) \operatorname{sen} \omega t + 0{,}877\,(E_R - E_Y) \cos \omega t$

Appare evidente che i vettori $(E_B - E_Y)$ e $(E_R - E_Y)$ sono spostati di 33° rispetto a E_Q e E_I.

Se quindi abbiamo due segnali in arrivo nella versione I e Q ed inseriamo nei demodulatori le sottoportanti sfasate di 33° dal burst di riferimento (pur essendo sempre a 90° fra loro), otterremo all'uscita dai demodulatori stessi i segnali $(E_R - E_Y)$ e $(E_B - E_Y)$.

La demodulazione (R — Y), (B — Y)

Spostando di 33° la fase della sottoportante a 4,43 MHz, applicata ai demodulatori secondo gli assi I e Q di fig. 134, è possibile demodulare direttamente i segnali $E_{-(R-Y)}$ e $E_{-(B-Y)}$.

La figura 136 dà lo schema a blocchi di un demodulatore secondo gli assi $(R - Y)$ e $(B - Y)$; la fig. 137 ne dà il diagramma vettoriale. Filtri di banda identici seguono le uscite dei due demodulatori, con una larghezza da 0 a 600 kHz. Le distorsioni di fase che si verificano alle frequenze superiori ai 600 kHz sono pertanto limitate dalla banda ristretta con qualche lieve sacrificio della risoluzione cromatica.

Queste considerazioni sono pertanto valide per qualche versione di televisore a colori a circuiti cromatici semplificati e quindi di costo minore, il cui schema indicativo a blocchi è presentato in fig. 138.

In esso, il segnale video completo entra nel primo amplificatore passabanda che provvede altresì a separare il burst amplificato; segue poi un secondo amplificatore passabanda, controllato dal soppressore di colore (color killer), e da un regolatore manuale della saturazione.

Il complesso dei due amplificatori passabanda limita la banda passante del segnale di crominanza da 3,8 a 5 MHz, attenuando con ciò fortemente ogni segnale monocromo sotto i 3,8 MHz. Viene inoltre grandemente ridotta l'ampiezza del segnale a 5,5 MHz che potrebbe inquinare gli stadi di crominanza.

È interessante notare come in questo circuito cromatico semplificato vengano ottenute le tre tensioni di colore $(B - Y)$, $(R - Y)$ e $(V - Y)$.

L'uscita del secondo amplificatore passabanda viene applicata ai due demodulatori $(B - Y)$ e $(R - Y)$, che ricevono pure contemporaneamente le due sottoportanti sfasate, a 4,43 MHz. All'uscita dei

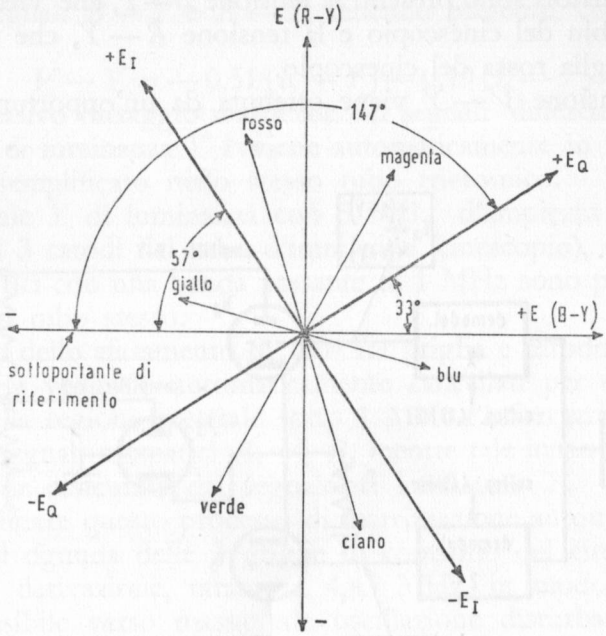


FIG. 137. Diagramma vettoriale relativo agli assi E_Q, E_I e $E_{(R-Y)}$, $E_{(B-Y)}$.

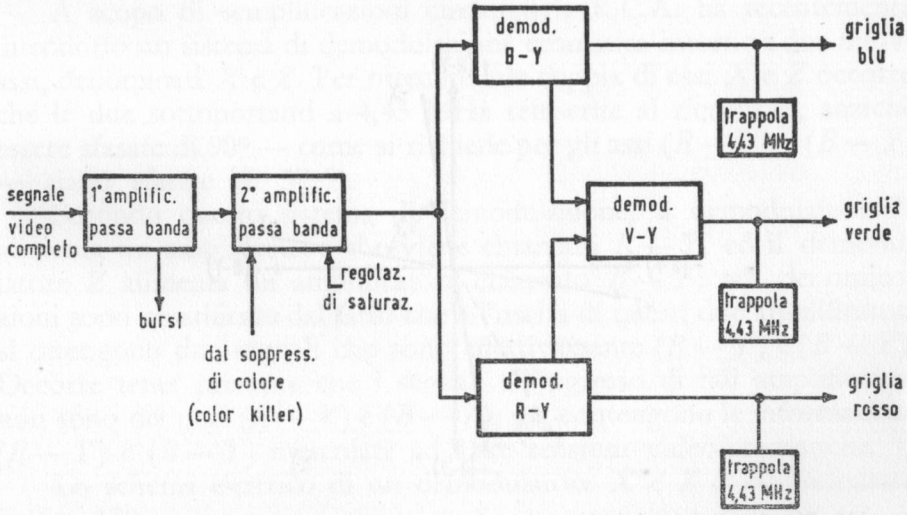


FIG. 138. Schema di principio di un circuito demodulatore semplificato.

due demodulatori sono presenti la tensione $B-Y$, che viene applicata alla griglia blu del cinescopio e la tensione $R-Y$, che viene applicata alla griglia rossa del cinescopio.

Una tensione $V-Y$ viene ottenuta da un'opportuna combina-

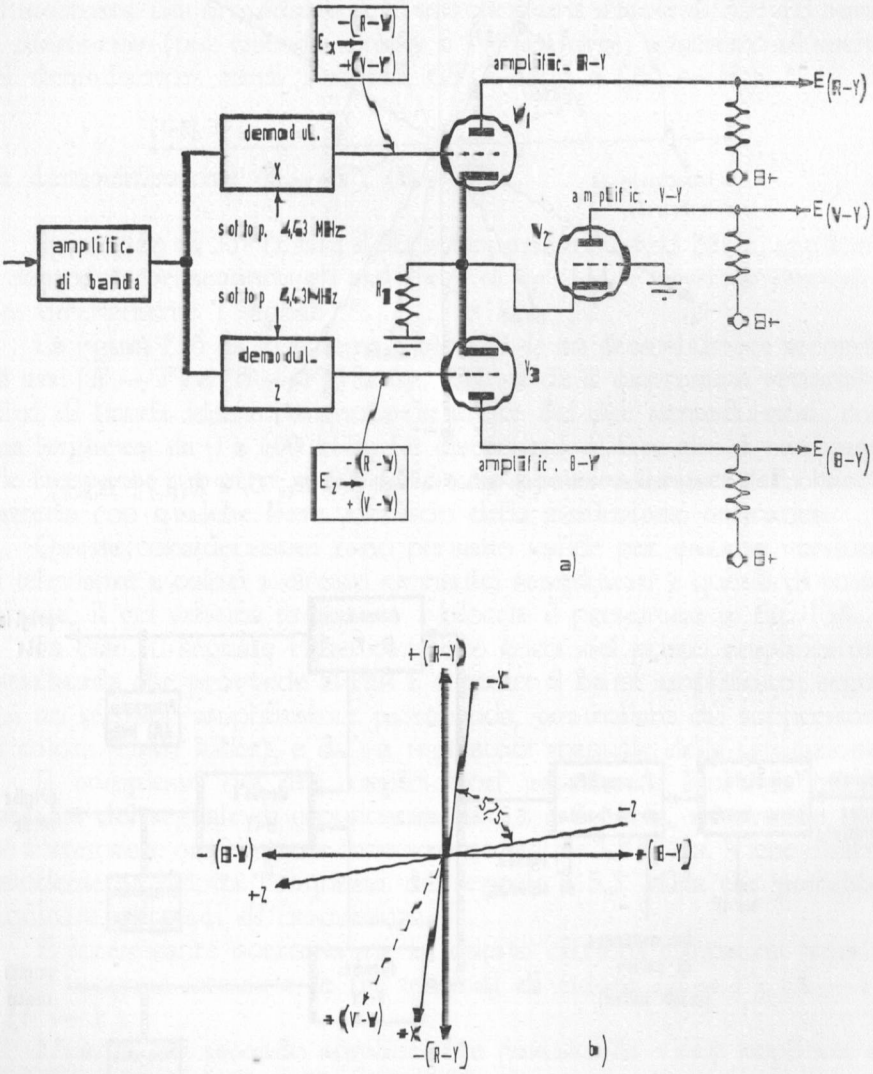


FIG. 139. Circuito di demodulazione secondo gli assi cromatici X e Z (*a*), e posizione angolare dei relativi vettori (*b*).

zione dei segnali $B - Y$ e $R - Y$, tenendo presente, come già si visto, che:

$$V - Y = -0{,}51\,(R - Y) - 0{,}19\,(B - Y)$$

Il successivo mixaggio matriciale dei segnali differenza di colore col segnale di luminanza Y avviene automaticamente in questo procedimento semplificato nello stesso tubo tricromico.

Il segnale Y di luminanza con 5 MHz d'ampiezza di banda è presente sui 3 catodi del tubo d'immagine (cinescopio), mentre i segnali cromatici con una banda passante di 1 MHz sono presenti sulle 3 griglie del tubo stesso.

A causa dello sfasamento di 180° fra griglia e catodo i segnali Y sotto 1 MHz vengono automaticamente cancellati per opposizione. Pertanto nella regione spettrale sotto 1 MHz l'informazione videoèè fornita dai segnali cromatici R, V, B, mentre tale informazione oltre 1 MHz viene assicurata dal segnale di luminanza Y.

Per facilitare questo processo di matrizzazione automatica, si usa collegare ad ognuna delle 3 griglie di controllo del cinescopio una trappola in derivazione, tarata su 4,43 MHz, in modo da deviare quanto possibile verso massa tale oscillazione disturbante.

I nuovi assi di demodulazione X e Z

A scopo di semplificazioni circuitali la R.C.A. ha recentemente introdotto un sistema di demodulazione cromatica intorno a due nuovi assi, denominati X e Z. Per ottenere tale coppia di assi X e Z occorre che le due sottoportanti a 4,43 MHz reinserite al ricevitore, anzichè essere sfasate di 90° — come si richiede per gli assi $(R - Y)$ e $(B - Y)$ — siano sfasate di 57°5'.

Secondo questo sistema di demodulazione, il demodulatore X alimenta un amplificatore che viene chiamato $R - Y$, ed il demodulatore Z alimenta un amplificatore chiamato $B - Y$: tali denominazioni sono giustificate dal fatto che all'uscita di questi due amplificatori si ottengono due segnali che sono effettivamente $(R - Y)$ e $(B - Y)$. Occorre tener presente che i segnali all'ingresso di tali amplificatori non sono dei puri $(R - Y)$ e $(B - Y)$, ma contengono le informazioni $(R - Y)$ e $(B - Y)$ mescolate ad altre tensioni video-cromatiche.

Lo schema elettrico di un demodulatore X e Z è rappresentato in fig. 139*a*.

I due tubi amplificatori $(B - Y)$ e $(R - Y)$, V_1 e V_3, hanno un

resistore catodico comune, R_1. Un terzo tubo V_2, denominato amplificatore $(V-Y)$, sfrutta lo stesso resistore catodico R_1; la griglia di questo tubo è posta a massa, in modo che l'unico segnale video da esso ricevuto proviene dal resistore R_1.

In altre parole, i segnali video cromatici, percorrenti V_1 e V_3, generano ai capi di R_1 tensioni atte a produrre nel tubo V_2 un segnale $(V-Y)$. Si noti a questo punto che a causa del resistore comune R_1, una componente $(V-Y)$ viene introdotta anche nei tubi V_1 e V_3. Pertanto i segnali video provenienti rispettivamente dai demodulatori X e Z, e percorrenti gli amplificatori V_1 e V_3, vengono combinati col segnale $(V-Y)$ proveniente dal catodo comune R_1, col risultato di divenire all'uscita di placca di V_1 e V_3 degli autentici segnali $(R-Y)$ e $(B-Y)$.

È questo il motivo per cui viene adottato nel demodulatore X, Z uno sfasamento fra le sottoportanti di 57°5' anzichè 90° (fig. 139*b*).

Se si fosse mantenuto lo sfasamento di 90°, all'uscita dei due demodulatori si avrebbero già degli autentici segnali $(B-Y)$ e $(R-Y)$, ed all'uscita dei tre amplificatori matriciali V_1, V_2 e V_3 si sarebbero ottenute delle tensioni di colore contaminate. Con la demodulazione ad assi X e Z, si ha il vantaggio di poter usare un amplificatore matriciale molto semplice e di facile costruzione.

All'uscita dei tre amplificatori di differenza di colore, V_1, V_2 e V_3, compaiono pertanto le tensioni corrispondenti a $(R-Y)$, $(V-Y)$ e $(B-Y)$, che vengono applicate alle 3 griglie di controllo del cinescopio tricromico. Il segnale di luminanza Y viene invece applicato ai 3 catodi dello stesso cinescopio, col risultato seguente:

$$(R-Y)-(-Y)=R$$
$$(B-Y)-(-Y)=B$$
$$(V-Y)-(-Y)=V$$

cioè riproduzione dei tre colori *rosso*, *blu* e *verde*, intesi come tensioni opportune alle griglie del cinescopio.

A questo punto occorre porre in rilievo un ulteriore vantaggio, ai fini della semplicità costruttiva dei televisori, della demodulazione secondo le tensioni di differenza di colore $(R-Y)$, $(B-Y)$, $(V-Y)$ rispetto a quella secondo gli assi I e Q, vantaggio rappresentato dalla possibilità di effettuare il mixaggio (matrizzazione) col segnale di luminanza Y internamente allo stesso cinescopio, come si è visto precedentemente.

Nella demodulazione I e Q tale matrizzazione non può essere effettuata direttamente nel cinescopio a causa del modo con cui i segnali I e Q si presentano con polarità positive e negative: è pertanto necessaria la presenza di un apposito circuito matriciale per produrre le tensioni utili R, V, e B (fig. 135).

Nei televisori che adottano gli assi di crominanza X e Z, il segnale di luminanza non viene inviato con uguale intensità ai tre catodi del cinescopio a colori, e ciò per compensare la diversa efficienza luminosa dei tre fosfori. Le note che seguono si riferiscono al cinescopio 21FJP22 da 21 pollici con 70° di deflessione, a schermo circolare con maschera limitatrice; il nuovo tipo di cinescopio da 25 pollici con schermo rettangolare e 90° di deflessione adotta un nuovo fosforo rosso con efficienza migliorata e pertanto le considerazioni qui esposte non sono più valide per esso.

Il segnale di luminanza viene in questo caso applicato ai catodi nelle proporzioni: 1,25 per il rosso; 1,00 per il verde e 0,75 per il blu.

In pratica pertanto i valori di cresta del segnale di luminanza ai catodi saranno di 125 V al catodo rosso, 100 V al catodo verde e 75 V al catodo blu.

I segnali di differenza di colore dovranno essere corretti corrispondentemente, per applicare $+ 1{,}25\ (R - Y)$ alla griglia rossa, $+ 1{,}0\ (V - Y)$ alla griglia verde e $+ 0{,}75\ (B - Y)$ alla griglia blu (fig. 140).

Tutti e tre gli amplificatori matriciali hanno uguale guadagno: perciò le proporzioni delle ampiezze dei segnali d'entrata saranno identiche a quelle dei segnali d'uscita, ma di fase opposta a causa dell'inversione di fase negli amplificatori.

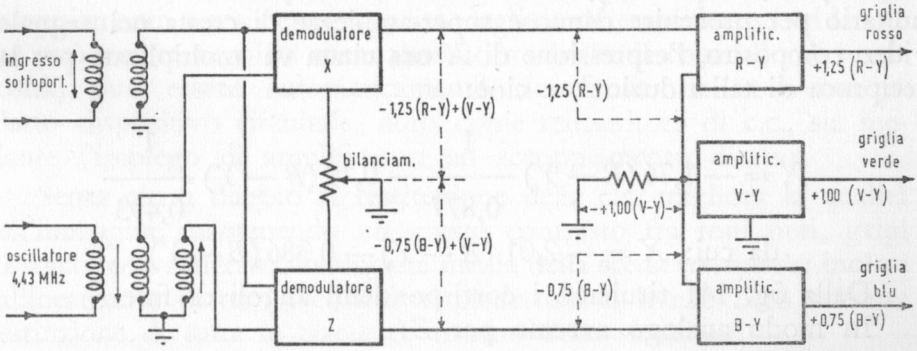


FIG. 140. Circuito di demodulazione X e Z con i valori proporzionali dei relativi segnali cromatici, in connessione con un cinescopio tricromico 21FJP22.

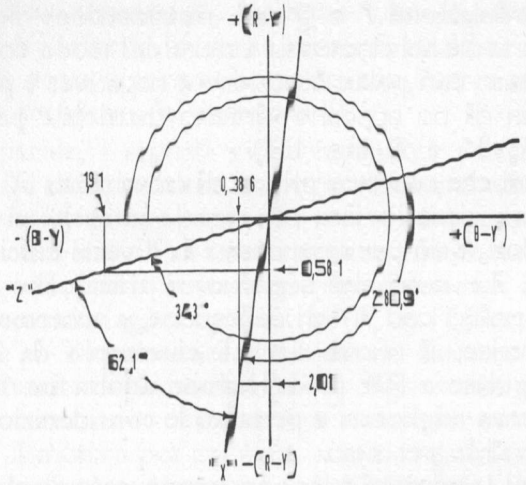


FIG. 141. Diagramma vettoriale corrispondente al circuito di demodulazione di fig. 140.

Le proporzioni dei segnali griglia-catodo saranno pertanto: — 1,25 per $R-Y$; — 0,75 per $B-Y$ e + 1,0 per $V-Y$, misurate ai capi della resistenza di catodo.

Avremo allora per X l'equivalenza di $-1{,}25\,(R-Y)+(V-Y)$.

Sostituendo $(V-Y)$ con $-0{,}51\,(R-Y)-0{,}19\,(B-Y)$ si avrà:

$$X=-1{,}25\,(R-Y)+[-0{,}51\,(R-Y)-0{,}19\,(B-Y)]=$$
$$=-1{,}76\,(R-Y)-0{,}19\,(B-Y)$$

Tenendo conto che il segnale trasmesso è costituito da 0,493 $(B-Y)$ e 0,877 $(R-Y)$, cioè con riduzioni rispetto al valore teorico unitario per prevenire dannose super-ampiezze di cresta nel segnale video composito, l'espressione di X ora citata va moltiplicata per la reciproca di tali riduzioni, e cioè:

$$X=-1{,}76\,(R-Y)\,\frac{1}{0{,}877}-0{,}19\,(B-Y)\,\frac{1}{0{,}493}$$

da cui: $X=-2{,}01\,(R-Y)-0{,}386\,(B-Y)$

Dalla fig. 141 risultano i corrispondenti angoli di fase.

In modo analogo avremo per Z:

$$Z=-0{,}75\,(B-Y)+(V-Y)$$

e sostituendo $(V-Y)$

$$Z = -0{,}75\,(B - Y) + [-0{,}51\,(R - Y) - 0{,}19\,(B - Y)] =$$
$$= -0{,}94\,(B - Y) - 0{,}51\,(R - Y).$$

Con l'introduzione della correzione in trasmissione:

$$Z = -94\,(B - Y)\frac{1}{0{,}493} - 0{,}50\,(R - Y)\frac{1}{0{,}877}$$

da cui:

$$Z = -1{,}91\,(B - Y) - 0{,}581\,(R - Y)$$

Dal diagramma angolare di fig. 141 si rileva che l'angolo di fase dell'asse X è di 280°9' dal burst in senso orario, mentre l'angolo di Z è di 343° dal burst in senso orario: inoltre gli assi X e Z sono sfasati di 62°1', anzichè di 57°5'.

La componente continua

Nei primi modelli di televisori in bianco-nero (1950) veniva attribuita molta importanza alla cosiddetta componente continua del segnale video applicato al catodo o alla griglia del tubo catodico.

Riferendoci alla tecnica corrente delle trasmissioni televisive, ricordiamo che la luminosità media di un'immagine dipende dalla distanza dell'asse medio delle variazioni del video segnale (componente alternativa) dal livello del nero (soppressione), distanza che si conviene chiamare componente continua (c.c.).

Tale componente continua che viene soppressa attraverso gli accoppiamenti a resistenza-capacità degli stadi amplificatori video (e che può venire regolata manualmente mediante il controllo di luminosità) può essere automaticamente ricostituita sia attraverso un adatto dispositivo circuitale, noto come reinseritore di c.c., sia mediante l'impiego di amplificatori ad accoppiamento diretto.

Senza alcun dubbio la restituzione della c.c. migliora la qualità dell'immagine mantenendo un giusto contrasto fra toni neri, grigi e bianchi con l'effettiva luminosità media della scena trasmessa: inoltre l'allineamento di tutti i cosiddetti piedestalli al livello nero assicura l'estinzione di tutte le tracce di ritorno della scansione.

Per ragioni di semplicità ed economia costruttiva, si è però quasi universalmente trascurata la reinserzione della c.c., contando sulla

tolleranza del telespettatore alle variazioni della luminosità media dell'immagine ed assicurando la soppressione dei ritorni con speciali impulsi facilmente derivabili dai circuiti di deflessione.

Nei televisori a colori, la forma e la funzione del restitutore di c.c. rimangono le stesse, ma le conseguenze sulla qualità dell'immagine sono molto più importanti.

Ciò deriva dal fatto che la luminanza (luminosità) contribuisce, come si è visto, a determinare il colore con la tinta e la saturazione.

Se facciamo in modo di mantenere costanti la tinta e la saturazione, ma disponiamo di una luminanza inferiore al suo corretto valore, ne consegue una deviazione (tinta e saturazione) dal colore originale. Lo stesso si verificherebbe se la luminanza fosse in eccesso.

Pertanto ogni differenza del livello di luminanza dal suo corretto valore provoca un'alterazione dei colori riprodotti.

L'importanza della componente continua di luminanza nel segnale di TV a colori è confermata nelle norme americane della F.C.C.

Tali norme stabiliscono che il livello nero di riferimento deve essere separato dal livello di soppressione da un intervallo pari al 7,5% dell'escursione video modulante compresa fra detto livello di soppressione ed il livello di riferimento bianco. Ciò significa che la luminosità viene riferita ad un livello prefissato.

Occorre comunque tener presente che il circuito di restituzione della c.c. in un televisore a colori non venga influenzato dal burst della sottoportante cromatica, molto prossimo agli impulsi sincro orizzontali. Ciò è particolarmente critico per il segnale blu che è frequentemente vicino al livello nero; ne consegue che ogni variazione della tensione c.c. può avere un più sensibile effetto sul segnale blu che sugli altri colori.

La sincronizzazione del colore

I demodulatori di crominanza esaminati poco fa generano una coppia di segnali video-colore, mediante il processo di rivelazione sincrona, ove l'informazione contenuta nelle bande laterali della sottoportante a 4,43 MHz (soppressa in trasmissione) viene combinata con due sottoportanti locali reinserite con sfasamento opportuno.

Tali sottoportanti locali vengono generate da un oscillatore controllato da cristallo di quarzo e mantenuto alla corretta frequenza e

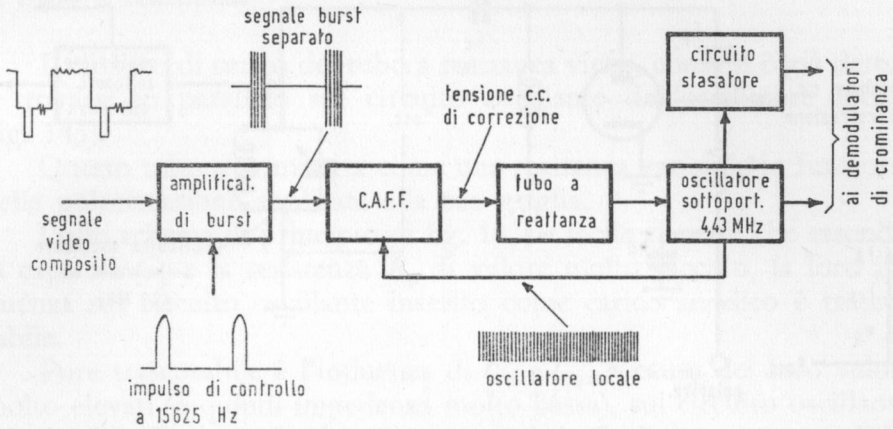


FIG. 142. Schema di principio di un circuito per il controllo automatico di frequenza e fase (C.A.F.F.) dell'oscillatore per la sottoportante locale a 4,43 MHz.

fase rispetto al segnale di riferimento (burst) trasmesso, mediante un appropriato dispositivo circuitale. Lo schema dimostrativo della fig. 142 mostra tale dispositivo elettronico, che assomiglia molto al circuito, noto nella tecnica della TV in bianco-nero sotto il nome di « controllo automatico di frequenza e fase» (C.A.F.F.), adottato nella sincronizzazione orizzontale.

Una campionatura dell'oscillazione a 4,43 MHz generata dall'oscillatore locale è riportata ad un discriminatore di fase a 2 diodi, che la confronta col segnale sincronizzante di colore (burst) in arrivo. Qualsiasi errore di fase fra i due segnali provoca nel discriminatore la produzione di una tensione continua la cui polarità dipende dalla direzione dell'errore, e la cui ampiezza dipende dall'entità dell'errore di fase stesso.

Questa tensione c.c. di correzione, prodotta dal discriminatore, viene applicata al circuito di un « tubo a reattanza », la cui reattanza, posta in parallelo al circuito oscillante dell'oscillatore, varia la frequenza di quest'ultimo, nel senso di ridurne l'errore nei confronti del segnale di riferimento (burst) in arrivo.

Quando tale errore è ridotto a « zero », anche la tensione c.c. di correzione uscente dal discriminatore si annulla.

Il segnale di riferimento in arrivo viene fornito dall'amplificatore di burst che provvede anche a separarlo dal segnale video composto nel modo che esamineremo fra poco.

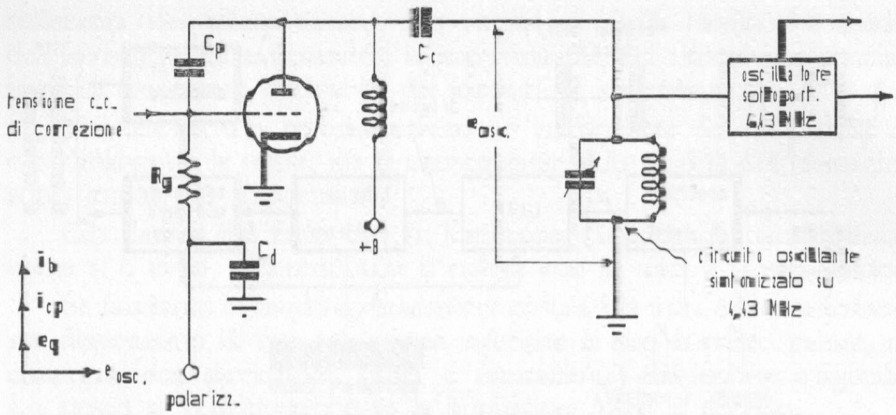


FIG. 143. Schema di principio del circuito del tubo a reattanza.

L'oscillatore di sottoportante

L'oscillatore locale che genera la sottoportante a 4,43 MHz è costituito da un tubo controllato da cristallo di quarzo, il quale, agendo come circuito risonante ad alto Q, assicura una buona stabilità della frequenza generata, pur consentendone una piccola variazione entro una stretta banda, mediante una reattanza variabile in parallelo col circuito oscillante principale.

La sottoportante locale così generata alimenta direttamente uno dei due demodulatori (fig. 142).

L'altro demodulatore viene alimentato attraverso un circuito sfasatore che assicura la corretta differenza di fase richiesta dagli assi di demodulazione adottati.

Infatti in molti casi l'asse di demodulazione alimentato direttamente dall'oscillatore non deve avere la stessa fase di riferimento del burst.

Ad esempio, quando gli assi di demodulazione sono I e Q ovvero X e Z, l'oscillatore non deve essere in fase col segnale — $(B-Y)$; ciò significa che deve esistere una certa differenza di fase fra il burst e la sottoportante locale, regolata da un comando manuale del colore.

Il dispositivo C.A.F.F. già citato agisce in modo da mantenere inalterata tale differenza di fase fra burst e oscillazione locale, per assicurare la stabilità delle tinte dell'immagine.

Il tubo a reattanza

Il circuito di carico del tubo a reattanza viene, come si è già detto, a trovarsi in parallelo sul circuito oscillante dell'oscillatore locale (fig. 143).

Questo tubo si comporta come una reattanza variabile in funzione della polarizzazione applicata alla sua griglia.

Dallo schema di principio di fig. 143, è facile rilevare che essendo la capacità C_p e la resistenza R_g di valore molto piccolo, la loro influenza sul circuito oscillante inserito come carico anodico è trascurabile.

Pure trascurabile è l'influenza di C_c e C_d, a causa dei loro valori molto elevati (e quindi impedenza molto bassa), sul circuito oscillante a 4,43 MHz. Pertanto il tubo viene a trovarsi effettivamente in parallelo col circuito risonante dell'oscillatore, mentre la resistenza di griglia R_g si trova a potenziale di massa.

La funzione di C_p e R_g è quella di introdurre l'oscillazione locale nel circuito di griglia del tubo a reattanza.

Poichè l'impedenza di C_p è grande in paragone ad R_g il circuito è prevalentemente capacitivo e la corrente oscillante si trova in anticipo di circa 90° sulla tensione.

La caduta di tensione lungo R_g si trova inoltre in fase con detta corrente e pertanto la tensione di griglia trovasi pure in anticipo di 90° sulla tensione oscillante.

Quindi, poichè la corrente anodica si trova in fase con la tensione di griglia, il tubo fornisce una corrente in anticipo di 90° sulla tensione del circuito risonante dell'oscillatore.

Ciò equivale a dire che il tubo si comporta come una capacità.

Se il guadagno del tubo aumenta, circola una maggiore corrente capacitiva ed il tubo provoca lo stesso effetto di un aumento di capacitanza. Per contro una diminuzione di guadagno del tubo provoca l'effetto di una riduzione della capacitanza nel circuito oscillante.

È pertanto possibile sintonizzare l'oscillatore, mediante variazioni della polarizzazione di griglia del tubo a reattanza.

Il discriminatore di fase

La fig. 144 dà lo schema di principio di un discriminatore di fase. Il segnale di riferimento (burst) è applicato al circuito mediante un

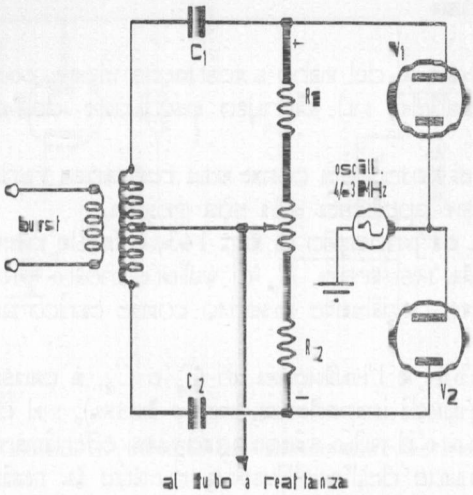


FIG. 144. Schema di principio di un discriminatore di fase.

trasformatore con secondario a presa centrale, che alimenta pertanto in uguale misura, ma con opposte polarità, i due diodi V_1 e V_2.

Contemporaneamente la sottoportante a 4,43 MHz generata localmente eccita gli stessi diodi, cosicchè la tensione applicata a ciascun diodo è la somma vettoriale della tensione del burst e della tensione oscillante a 4,43 MHz.

Dal diagramma di fig. 145 appare chiaramente che solo quando i due vettori, quello del burst e quello della sottoportante a 4,43 MHz, si trovano in quadratura (90° di sfasamento) le tensioni ai capi dei due diodi sono uguali (fig. 145*a*).

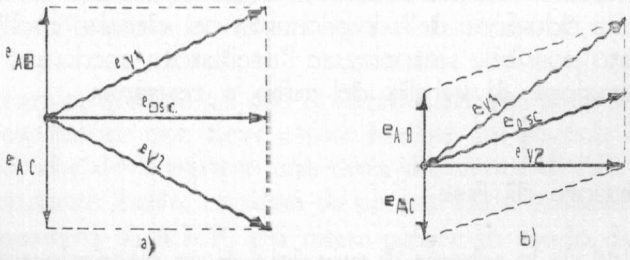


FIG. 145. Diagrammi vettoriali relativi alle tensioni in gioco nel discriminatore di fase.

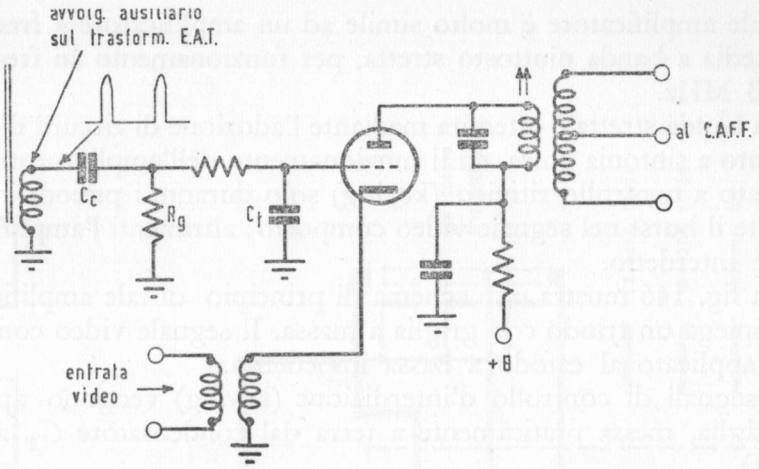


FIG. 146. Schema di principio di un amplificatore del burst, controllato (keyed).

Se la sottoportante si viene a spostare di fase rispetto al burst, si provoca una disuguaglianza nelle tensioni applicate ai diodi con conseguente disparità delle correnti che li percorrono.

Pertanto i due diodi V_1 e V_2 (fig. 144) in condizione di equilibrio conducono ugualmente provocando nelle resistenze R_1 e R_2 uguali cadute di tensione, ma di opposta polarità. La tensione continua risultante al centro del complesso R_1 R_2 risulta nulla.

Consideriamo ora il caso in cui l'oscillatore-sottoportante si sposti di fase. Se ad esempio la fase dell'oscillatore rispetto al burst si sposta come indicato in fig. 145*b*, la tensione ai capi del diodo V_1 diverrà maggiore di quella ai capi di V_2. In tal caso non vi sarà più equilibrio ed una tensione c.c. negativa si manifesterà al centro del complesso R_1 R_2. L'inserzione circuitale dei diodi è tale che la polarità della tensione c.c. di correzione (da applicarsi alla griglia del tubo a reattanza) tende a riportare la fase dell'oscillatore nelle condizioni iniziali di quadratura (fig. 145*a*).

L'amplificatore del burst

Questo amplificatore provvede alla separazione del segnale di riferimento (burst) dal segnale video composto ed alla sua amplificazione al livello richiesto dal discriminatore di fase.

Tale amplificatore è molto simile ad un amplificatore a frequenza intermedia a banda piuttosto stretta, per funzionamento su frequenza di 4,43 MHz.

La banda stretta è ottenuta mediante l'adozione di circuiti d'accoppiamento a sintonia unica, ed il funzionamento dell'amplificatore viene effettuato a controllo ritmico (keying) solo durante i periodi in cui è presente il burst nel segnale video composto: altrimenti l'amplificatore rimane interdetto.

La fig. 146 mostra uno schema di principio di tale amplificatore, che impiega un triodo con griglia a massa. Il segnale video composto viene applicato al catodo a bassa impedenza.

I segnali di controllo d'interdizione (keying) vengono applicati alla griglia, messa praticamente a terra dal condensatore C_T a larga capacità.

Un impulso positivo, il cui fronte anteriore coincide col fronte anteriore del segnale sincronizzante orizzontale, viene ottenuto da un avvolgimento ausiliario sul trasformatore d'uscita orizzontale (E.A.T.). Tale impulso applicato tramite un accoppiamento RC (vedi fig. 146) porta il triodo in conduzione, provocando corrente di griglia nei picchi di tensione con conseguente carica del condensatore d'accoppiamento C_c.

Durante gli intervalli fra gli impulsi di controllo (keying), la capacità C_c si scarica attraverso R_g, generando una tensione di polarizzazione del triodo. A causa della costante di tempo piuttosto ampia di $R_g - C_c$, la capacità C_c perde pochissimo della sua carica durante gli intervalli fra gli impulsi, in modo che il triodo, rimanendo quasi sempre polarizzato all'interdizione, passa in conduzione solo in corrispondenza dei picchi degli impulsi di controllo.

Il comportamento circuitale è tale da ritardare lievemente i picchi degli impulsi rispetto al fronte anteriore del segnale sincronizzante di riga, in modo che i picchi stessi giungano un po' dopo gli impulsi sincronizzanti, in coincidenza quindi con la posizione del burst.

Regolazione del colore

Nei televisori a colori N.T.S.C. vi sono due manopole di controllo del colore: una per la « tinta » ed una per la « saturazione ».

La regolazione della « tinta » è inserita nel circuito di sincronizzazione e la sua funzione è di spostare la fase dell'oscillazione locale a 4,43 MHz all'ingresso del discriminatore di fase, in modo che gli assi

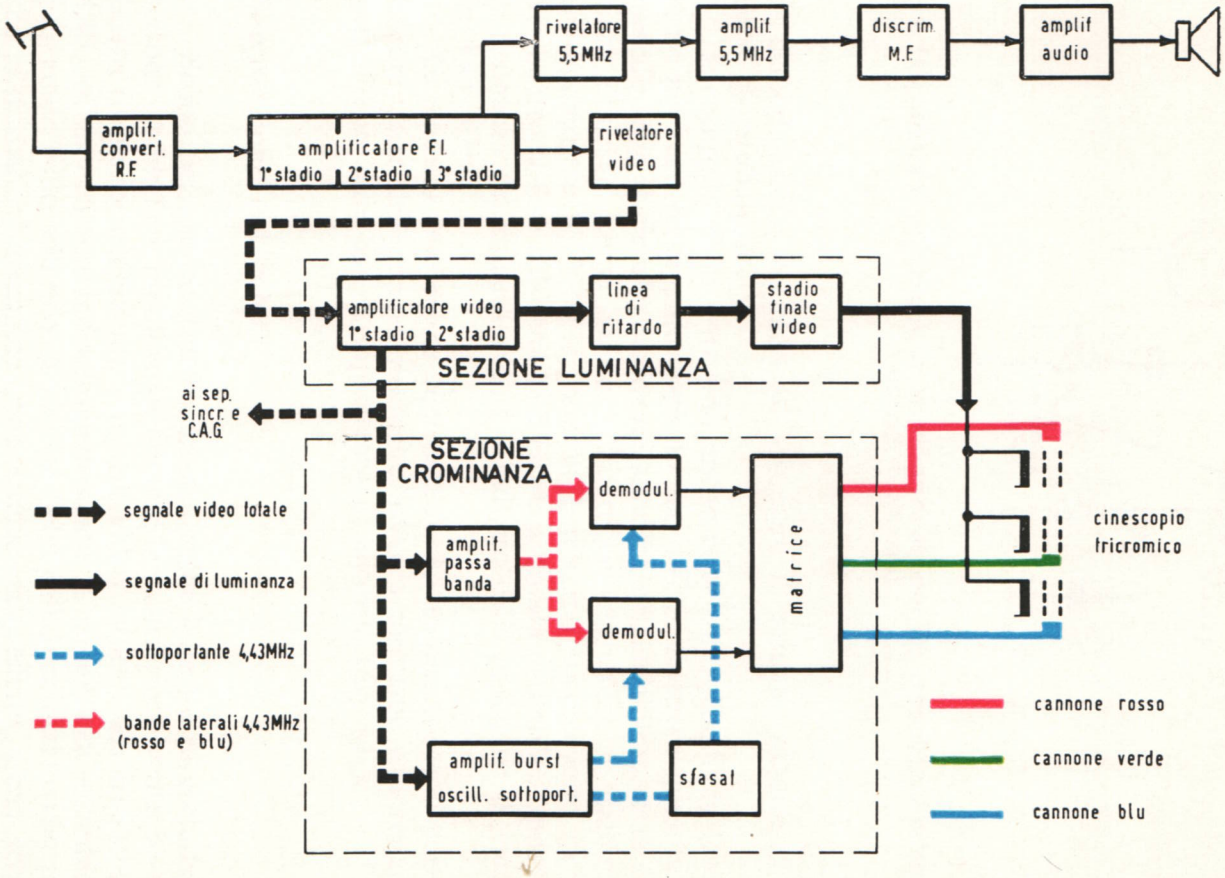


TAVOLA N - Rappresentazione sintetica dei circuiti di un televisore a colori.

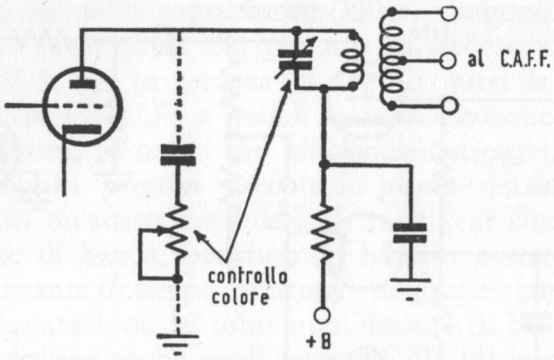


FIG. 147. Schema di principio di un amplificatore di burst con controllo del colore (sfasamenti di sintonia).

di demodulazione vengano ad assumere il corretto sfasamento col burst di riferimento.

Il controllo della tinta può anche farsi controllando la fase del burst nel relativo amplificatore. In fig. 147 è illustrato quest'ultimo metodo, ove il circuito risonante anodico dell'amplificatore di burst viene utilizzato come sfasatore. Infatti se tale circito è esattamente sintonizzato su 4,43 MHz, non vi è nessuno spostamento di fase. Per contro la fase del burst può essere avanzata o ritardata spostando la risonanza del circuito avanti o indietro dalla posizione di sintonia su 4,43 MHz.

La sintonia può essere effettuata mediante una capacità variabile facente parte del circuito risonante, ovvero mediante una resistenza variabile in serie con la capacitanza di accordo (fig. 147).

Soppressione del colore

Scopo del soppressore di colore (color killer) è di escludere la sezione circuitale di crominanza durante le trasmissioni in bianco-nero. Infatti in queste condizioni, i segnali video intorno alla frequenza di 4,43 MHz eccitano indiscriminatamente il circuito di crominanza, generando sullo schermo di visione delle pallide colorazioni fluttuanti che disturbano l'immagine monocroma: tale effetto viene sovente prodotto anche da disturbi *parassitari* (piccole macchie colorate).

Il soppressore di colore provoca una tensione di polarizzazione

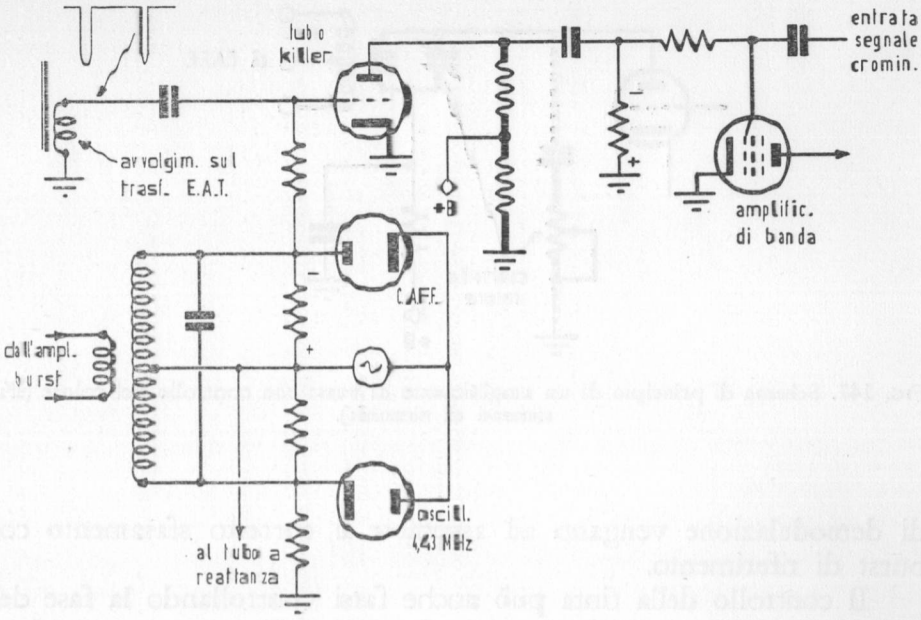


FIG. 148. Schema di principio di un circuito soppressore di colore (color killer).

che porta all'interdizione l'amplificatore passabanda dei segnali di crominanza, durante le trasmissioni in bianco-nero. Tale polarizzazione viene a cessare in presenza di trasmissioni a colori.

Il circuito del soppressore (killer), deve essere pertanto in grado di selezionare la presenza o l'assenza dei segnali cromatici.

Ciò viene ottenuto dal segnale di burst già separato dal segnale video composito, presente nel circuito C.A.F.F. già esaminato.

In tale circuito (fig. 144) si è visto che la tensione c.c. da applicarsi al tubo di reattanza era nulla, quando la sottoportante a 4,43 MHz generata localmente era perfettamente corretta di frequenza e fase.

Ciò a causa dell'uguaglianza delle tensioni di opposta polarità, che si generano ai capi di R_1 e R_2, quando il segnale di burst viene ricevuto.

In assenza del burst, tali tensioni cadono al valore corrispondente alla sola presenza dell'oscillazione locale a 4,43 MHz.

Alcuni soppressori di colore impiegano appunto per il loro funzionamento la tensione c.c. ai capi di una delle resistenze R_1 o R_2, come è indicato in fig. 148.

Alla griglia del tubo soppressore (killer) vengono applicati gli impulsi negativi provenienti dal circuito di deflessione orizzontale (trasformatore E.A.T.). In assenza di segnali burst la tensione c.c. negativa fornita dal C.A.F.F. e quindi la polarizzazione del tubo killer è piuttosto bassa, in modo che gli impulsi negativi vengono amplificati. Gli impulsi positivi raccolti in placca del killer sono applicati, attraverso un'adatta resistenza di carico, al circuito di griglia dell'amplificatore di banda, provocando in esso corrente di griglia. A causa della costante di tempo piuttosto lunga del circuito d'accoppiamento, la polarizzazione del tubo amplificatore di banda viene conservata all'interdizione anche negli intervalli fra gli impulsi.

In presenza delle trasmissioni di colore, il burst provoca tramite il C.A.F.F. una forte tensione c.c. negativa di polarizzazione del killer, portandolo all'interdizione.

In tali condizioni viene a mancare la polarizzazione di interdizione dell'amplificatore di banda ed il circuito di crominanza funziona regolarmente.

Alcuni circuiti di soppressione presentano un funzionamento incerto nel caso di segnali deboli, ove forti impulsi di disturbo transitano per l'amplificatore di banda e lo stesso segnale disturbante può provocare l'intervento non voluto del killer, polarizzandolo saltuariamente all'interdizione.

Circuiti di soppressione più elaborati sono in grado di discriminare i disturbi dal burst.

La fig. 149 rappresenta uno di tali circuiti (R.C.A.). In esso è previsto un « rivelatore di killer » per la polarizzazione del tubo killer. Questo rivelatore di killer è molto simile al discriminatore di fase nel C.A.F.F. con la differenza però che la fase dell'oscillazione locale a 4,43 MHz è spostata di 90° circa.

Pertanto, quando l'oscillatore funziona correttamente in frequenza e fase, i segnali applicati al rivelatore di killer hanno relazioni di fase tali che il segnale burst applicato ad uno dei diodi si trova in fase con l'oscillazione locale, producendo così la massima polarizzazione nel tubo killer.

Quando invece l'oscillatore non funziona con la corretta frequenza e fase, le tensioni c.c. ai capi delle resistenze di carico sono uguali e la tensione c.c. all'uscita del rivelatore di killer è nulla.

Quindi, il rivelatore di killer non solo rivela la presenza del burst, ma determina altresì il corretto funzionamento del C.A.F.F.

Poichè il C.A.F.F. non può funzionare correttamente quando i

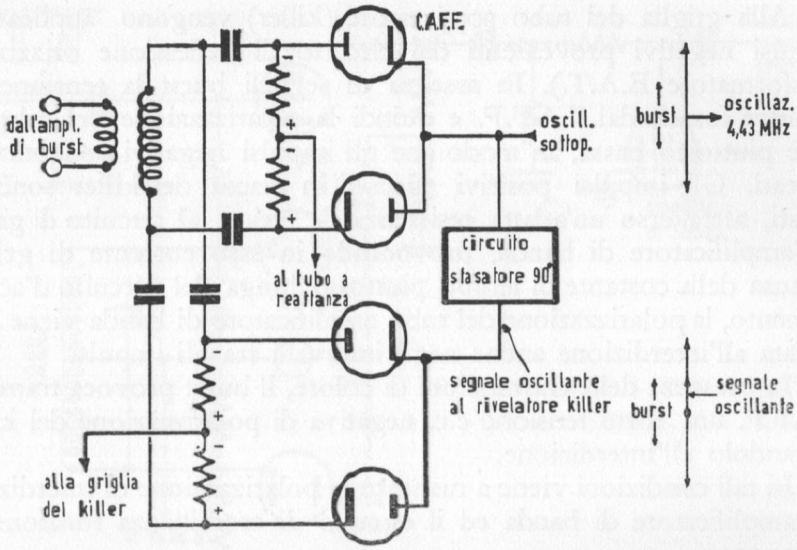


FIG. 149. Schema di principio del soppressore di colore (killer) della R.C.A.

segnali disturbanti predominano all'uscita dell'amplificatore di burst, il circuito di killer ignora gli effetti dei disturbi nei segnali deboli.

Soppressione del burst

È molto importante che i segnali di burst non raggiungano i demodulatori di crominanza.

Se infatti i segnali di burst fossero presenti sulle griglie dei tubi demodulatori, anche nella loro uscita anodica demodulata sarebbero presenti, producendo dei colori spurii che apparirebbero durante i ritorni orizzontali della scansione. Per prevenire gli effetti dei segnali burst demodulati, l'amplificatore di banda viene interdetto durante gli intervalli di soppressione orizzontale. Ciò viene effettuato da un impulso di soppressione ottenuto dal circuito di deflessione orizzontale.

In taluni televisori viene aggiunto uno stadio soppressore supplementare per alimentare alcuni circuiti che necessitano di impulsi orizzontali di soppressione. Tale stadio soppressore funziona come stadio isolatore, per evitare un carico eccessivo del circuito di deflessione orizzontale.

Capitolo 10

Il televisore a colori CTC15 della R.C.A.

Fra i vari televisori a colori oggi prodotti dall'industria mondiale, possiamo con competente fondatezza ritenere che il tipo CTC15, (con le successive versioni similari CTC17 e CTC19), ultimo elaborato dalla Radio Corporation of America, rappresenta la più efficiente versione commerciale, sia come realizzazione tecnologica, sia come bontà di risultati raggiunti, anche sotto l'aspetto del minimo costo di produzione.

Il televisore a colori R.C.A. CTC15 può dare immagini sia a colori che in bianco-nero nello schermo di un cinescopio tricolore 21FJP22.

Tale cinescopio con schermo rotondo munito di maschera limitatrice esterna (a 21″) ha una deviazione elettronica di 70°; è stato recentemente messo in commercio un nuovo cinescopio a schermo rettangolare da 25″, con deviazione di 90° e quindi sensibilmente più corto.

L'uso di tale nuovo cinescopio comporta ovviamente alcune modifiche non essenziali a qualche circuito del televisore CTC15; il nuovo televisore, così modificato, assume la denominazione di CTC17 e CTC19.

Il complesso circuitale del CTC15 comprende cinque pannelli di circuiti stampati, ciascuno dei quali relativo a particolari funzioni, coi suoi componenti montati in posizioni facilmente accessibili per una facile assistenza tecnica.

Tutta la sua realizzazione circuitale su uno chassis orizzontale rispecchia la più aggiornata e perfezionata tecnica costruttiva in fatto di televisori, anche nei riguardi della riduzione al minimo delle filature di interconnessione e dei tempi di montaggio. La figura 150 mostra il circuito a blocchi del televisore CTC15.

Gli schemi completi dei circuiti CTC15, CTC17 e CTC19 sono riprodotti in altrettante tavole fuori testo allegate.

Analisi dei circuiti

Gruppo ad alta frequenza (tuner)

Poichè le trasmissioni TV a colori europee interesseranno solo le bande IV e V UHF, viene impiegato un normale gruppo sintonizzatore UHF (sia a valvole, che a transistori) avente gli stessi requisiti e caratteristiche di quelli usati nei normali televisori in bianco-nero.

La banda video passante dovrà essere accuratamente rispettata nella sua larghezza di 5 MHz. Sarà inoltre talvolta conveniente introdurre un circuito di sintonia automatica comprendente un diodo a capacità variabile (varicap), agente sull'oscillatore locale. Comunque quest'ultima è una tecnica corrente nei televisori in bianco-nero.

Amplificatore a frequenza intermedia

Il canale a media frequenza è progettato per una portante video di 45,75 MHz, una sottoportante di colore di 41,32 MHz ed una portante audio di 40,25 MHz.

L'amplificatore è a tre stadi: nel primo stadio viene impiegata una valvola 6JH6, nel secondo una 6GM6 e nel terzo una 6EJ7.

Tutto il complesso circuitale, compreso il rivelatore ed il primo stadio video, è montato su un pannello a circuito stampato, provvisto di schermature superiori ed inferiori di tutti i componenti, onde prevenire interaccoppiamenti e irradiazioni di armoniche.

Il circuito d'entrata è un filtro passabanda. Un accoppiamento capacitivo a bassa impedenza, fra la bobina di placca del tubo miscelatore (tuner) e la griglia del primo tubo a media frequenza, riduce al minimo le eventuali irradiazioni dell'oscillatore.

Il circuito elettrico coi valori dei componenti è dato in fig. 151.

Un trasformatore bifilare provvede all'accoppiamento con la griglia del primo tubo a media frequenza ed all'inserimento di un circuito trappola per l'attenuazione ad un minimo di 45 dB del canale audio adiacente. Il sistema di filtro accoppiato al trasformatore bifilare è stato adottato per la sua assenza di distorsioni di ampiezza e fase in prossimità della portante video, pur assicurando una forte attenuazione senza effetti di risonanza spuria intorno alla frequenza da sopprimere. Tutti i componenti sono a Q elevato e compensati di temperatura.

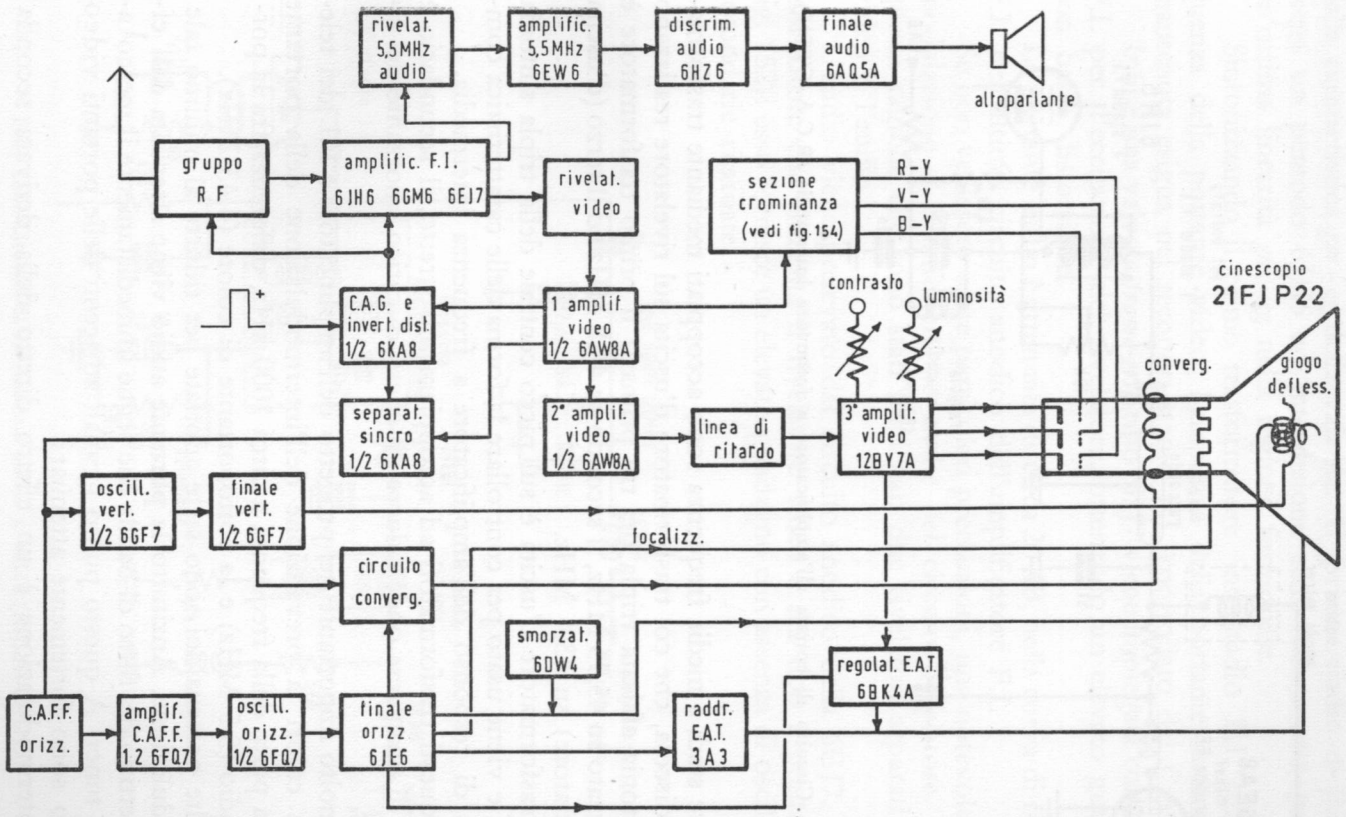


FIG. 150. Schema di principio del televisore R.C.A.-CTC15.

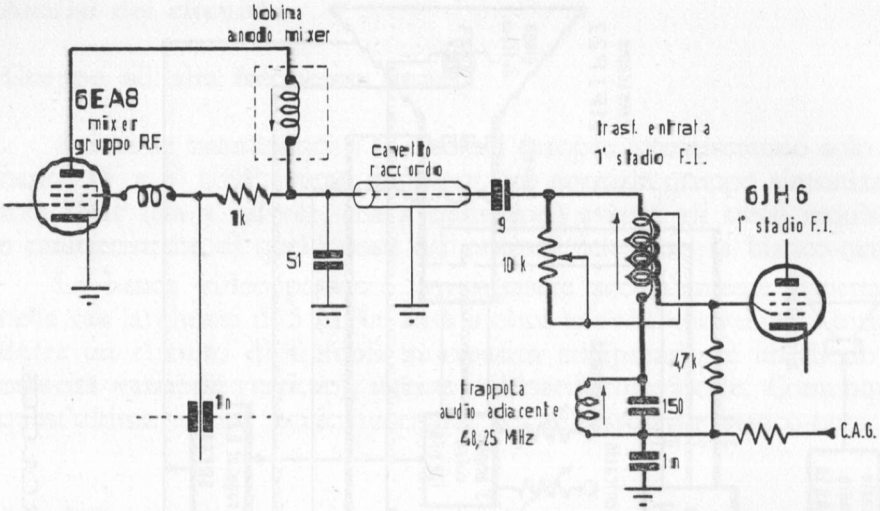


FIG. 151. Circuito di entrata all'amplificatore a frequenza intermedia (R.C.A.-CTC15).

I tre stadi a media frequenza sono accoppiati mediante trasformatori in discesa, che col trasformatore d'uscita sul rivelatore realizzano una sintonia sfalsata tripla dei tre primari: il primo trasformatore è sintonizzato su 45,75 MHz, il secondo su 41,8 MHz ed il terzo (d'uscita sul rivelatore) su 43,4 MHz.

Il trasformatore d'uscita è sul picco centrale della tripla sintonia sfalsata, e viene usato per controllare la forma delle caratteristica complessiva di responso dell'amplificatore a frequenza intermedia.

In questi trasformatori ad accoppiamento stretto, il secondario è munito di una presa onde ridurre gli effetti di carico smorzante del rivelatore.

È molto importante nel progetto dell'amplificatore a F.I. dei televisori a colori la prevenzione dell'intermodulazione della portante video da parte della frequenza a circa 1000 kHz, differenza fra la portante audio (5,5 MHz) e la sottoportante di colore (4,43 MHz).

Molte precauzioni sono state adottate per ridurre al minimo tale intermodulazione. Anzitutto la portante audio viene attenuata dall'effetto selettivo del filtro di banda che segue immediatamente il mescolatore nel tuner. A questo punto i canali adiacenti delle portanti video ed audio sono fortemente attenuati.

L'intermodulazione è un effetto diretto della derivata seconda

della caratteristica *gm - eg* della valvola. Il primo stadio di F.I., impiega un pentodo 6JH6 ad interdizione semi-remota che presenta un'ottima linearità *gm - eg* nella regione funzionale.

Sintonizzando il primo trasformatore interstadio F.I. sulla frequenza della portante video, l'ampiezza della portante audio viene mantenuta esigua nel secondo stadio F.I. controllato dal C.A.G.

Infine una valvola *frame-grid* tipo 6EJ7 viene impiegata come finale F.I. per l'eccitazione del rivelatore, ottenendo un elevato guadagno con bassa distorsione.

La portante audio è attenuata di circa 20 dB, nella curva di risposta F.I. nell'ultimo circuito anodico dell'amplificatore F.I.

Se non venissero usate particolari precauzioni, una notevole intermodulazione si manifesterebbe anche nel circuito rivelatore. È per questa ragione che sono stati impiegati due rivelatori separati per il video e l'audio.

L'audio viene prelevato dal circuito anodico della 6EJ7. Il trasformatore che alimenta il rivelatore video è del tipo a ponte (vedi fig. 152): esso fornisce un elevato guadagno con assenza di oscillazioni secondarie ritardate.

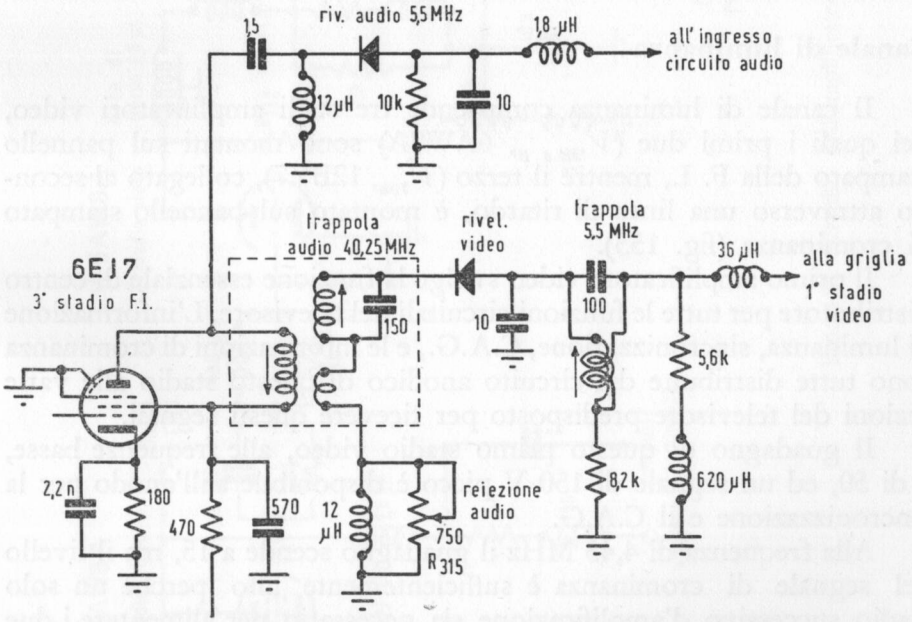


FIG. 152. Circuiti di rivelazione audio e video (R.C.A.-CTC15).

L'elemento *trappola* del circuito è accordato in modo da tagliare la portante audio (40,25 MHz).

Il potenziometro R_{315} da 750 Ω è regolato per la massima reiezione dell'audio.

La sensibilità complessiva del canale video, per 1 V al disopra del livello di disturbo, è di 10 μV.

Il livello d'uscita del rivelatore è di circa 3 V picco.

Frequenza intermedia audio e canale audio

Il canale audio complessivo comprende uno stadio amplificatore della media frequenza intercarrier (5,5 MHz) con valvola 6EW6, un discriminatore del tipo ad oscillatore in quadratura controllato (valvola 6HZ6) ed un amplificatore di uscita audio (6AQ5A).

La sensibilità complessiva del canale audio è di circa 33 μV nella banda IV UHF.

La misura viene effettuata con uguali valori di portanti video ed audio, per un'intensità di 5 V audio al massimo del regolatore di volume. L'uscita audio è di 1,5 W con meno del 10% di distorsione.

Canale di luminanza

Il canale di luminanza comprende tre stadi amplificatori video, dei quali i primi due ($V_{304A\ B}$, 6AW8A) sono montati sul pannello stampato della F. I., mentre il terzo (V_{708}, 12BY7), collegato al secondo attraverso una linea di ritardo, è montato sul pannello stampato di crominanza (fig. 153).

Il primo amplificatore video svolge la funzione essenziale di centro distributore per tutte le funzioni circuitali del televisore. L'informazione di luminanza, sincronizzazione, C.A.G., e le informazioni di crominanza sono tutte distribuite dal circuito anodico di questo stadio alle varie sezioni del televisore predisposto per ricevere questi segnali.

Il guadagno di questo primo stadio video, alle frequenze basse, è di 50, ed un segnale di 150 V picco è disponibile sull'anodo per la sincronizzazione e il C.A.G.

Alla frequenza di 4,43 MHz il guadagno scende a 15, ma il livello del segnale di crominanza è sufficientemente alto perchè un solo stadio successivo d'amplificazione sia necessario per alimentare i due demodulatori sincroni del colore.

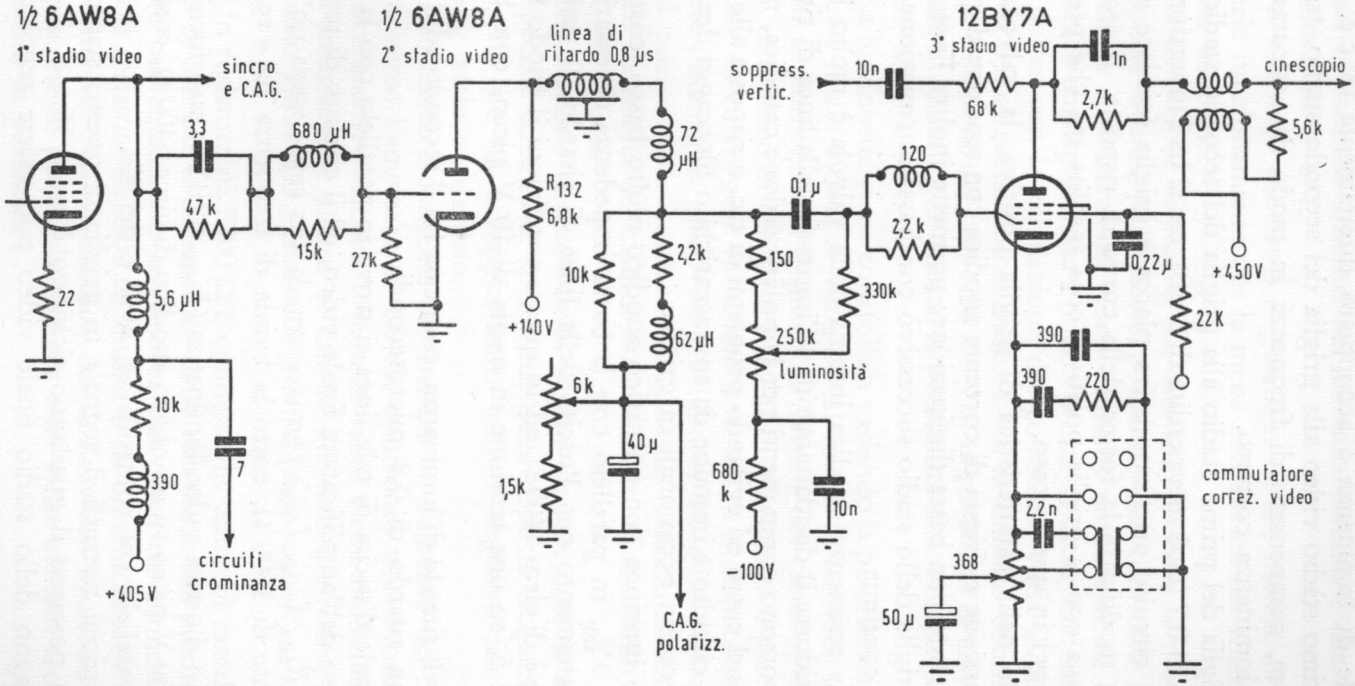


FIG. 153. Circuito dell'amplificatore video luminanza (R.C.A.-CTC15).

Il segnale di luminanza è accoppiato direttamente in c.c. dalla placca del primo stadio video alla griglia del secondo stadio, tramite un attenuatore, compensato di frequenza in modo da assicurare un responso di luminanza corretto.

Dalla griglia del primo stadio alla griglia del secondo stadio vi è un guadagno di 0,7 (cioè una perdita di 3 dB), ma si ha l'inversione del segnale ed il circuito attenuatore fra placca e griglia fornisce ampie possibilità di modificare la forma della curva di risposta. Il secondo stadio funziona con la griglia positiva, cosa insolita ma che presenta diversi vantaggi in questo caso.

Operando nella caratteristica di griglia positiva, la valvola può fornire l'escursione richiesta di corrente anodica con tensione di placca ridotta e pertanto con bassa dissipazione; permette inoltre l'accoppiamento alla griglia dello stadio successivo con bassa attenuazione della componente continua.

Inoltre la resistenza anodica interna della valvola è molto bassa, in modo da ridurre il disadattamento all'ingresso della linea di ritardo.

Non occorrono componenti per la polarizzazione catodica, risparmiando così nel costo ed evitando problemi di c.c. e risposta alle basse frequenze. Il circuito è immune da sovraccarichi o bloccaggi derivanti da impulsi positivi occasionali in griglia.

Il triodo funziona con un carico anodico molto basso, costituito dal resistore R_{132}, in parallelo con la bassa impedenza necessaria per un buon adattamento con l'uscita della linea di ritardo. Il carico anodico totale è di circa 1400 Ω, ed in queste condizioni il triodo ha un guadagno di 5, su una tensione in uscita di 10 V picco, con buona linearità.

La linea di ritardo di luminanza, connessa fra il secondo ed il terzo stadio, dà un ritardo di 0,8 microsecondi.

Il terminale d'uscita di tale linea si trova in parallelo con la capacità d'ingresso dell'amplificatore finale video, ed il circuito di terminazione (R_{733}, R_{745}, L_{708}, L_{709}) fornisce con la sua capacitanza un'impedenza costante di 1800 Ω, entro la banda di frequenza da « zero » a 4 MHz.

Lo stadio d'uscita video-luminanza (V_{708}, 12BY7) può fornire un segnale di 150 V picco su un carico anodico di circa 3400 Ω, costituito da R_{149} in parallelo coi controlli del *verde* e del *blu*.

In condizioni normali il segnale in griglia di questo stadio è di 10 V picco; pertanto il guadagno richiesto è circa 15.

Il guadagno dello stadio finale video può essere regolato dal

controllo di contrasto inserito nel circuito catodico, che consente una variazione da 4 a 1.

Al massimo contrasto il guadagno è 25, mentre la posizione di normale funzionamento per la piena eccitazione del cinescopio è circa 2/3 del massimo.

La correzione di *peaking* sul catodo è prevista in modo da fornire la risposta ottima per questa posizione del controllo di contrasto; l'inseritore di correzione video consente comunque di correggere la risposta in corrispondenza a minori o maggiori regolazioni di contrasto.

Inoltre con la regolazione del contrasto, varia il rapporto c.c. a c.a., da 0,2 al massimo contrasto a 0,8 al minimo contrasto.

La riduzione del rapporto c.c./c.a. in posizione di elevato contrasto si rende necessaria per ridurre le possibilità di sovraccarico dell'alimentazione ad alta tensione.

La luminosità viene controllata variando la polarizzazione di griglia del tubo finale video; si varia in tal modo la tensione all'anodo, variando di conseguenza il punto di lavoro del cinescopio.

L'estensione di questo controllo di luminosità è piccola e comunque tale da correggere variazioni normali di illuminazione ambiente e rendere l'immagine gradevole e brillante; maggiori variazioni di luminosità possono però ottenersi regolando opportunamente la polarizzazione di griglia del cinescopio, mediante un controllo separato previsto nel circuito.

Nel circuito anodico dello stadio finale video, si trova inserito uno speciale circuito di correzione della risposta frequenza-guadagno, nel quale c'è un accoppiamento mutuo negativo fra le bobine di peaking serie e parallelo.

Tale circuito consente di ottenere un aumento del 30% nel guadagno verso l'ampiezza di banda, confronto alla normale correzione di peaking serie-parallelo. Il segnale video viene applicato direttamente senza attenuazione alcuna al catodo del cannone rosso, mentre viene attenuato attraverso i controlli previsti (*drive controls*) ai cannoni verde e blu.

Un resistore da 2700 Ω è connesso in serie col catodo, rosso, allo scopo di limitare la dimensione dello *spot* rosso nei picchi video: serve inoltre per equalizzare la risposta video nei tre cannoni.

Un resistore da 2700 Ω, shuntato da un condensatore da 1000 pF, è inserito nel circuito anodico del finale video in modo da ridurre la dissipazione di placca; la risposta non viene alterata a causa del condensatore in parallelo.

Al segnale video viene aggiunto sull'anodo del tubo finale l'impulso di soppressione del ritorno della deflessione verticale, prelevato dall'anodo della valvola finale verticale.

Canale di crominanza

Il canale di crominanza, che contiene l'informazione cromatica della sottoportante di colore con le relative bande laterali, comprende un amplificatore passabanda (V_{01A}, 6GH8A sezione pentodo), due demodulatori a basso livello (V_{704}, V_{709}, 6GY6) funzionanti lungo gli assi X e Z, e tre triodi come amplificatori matriciali ($V_{706A,B}$ e V_{707A}, 6GU7). Inoltre questa sezione comprende l'amplificatore per l'equilibrio del livello e degli impulsi di soppressione, l'oscillatore della sottoportante di riferimento con i relativi circuiti del sincronismo di colore, ed i circuiti della soppressione del colore (color killer).

Lo schema a blocchi di fig. 154*a* illustra tale complesso di crominanza, che è montato sul pannello stampato PW700 (vedi fig. 154*b* alla fine del volume).

L'amplificatore passabanda è ad un solo stadio. Il segnale è prelevato dall'anodo del primo stadio video mediante la bobina di crominanza ed applicato alla griglia dell'amplificatore.

Nel circuito anodico di tale amplificatore un trasformatore passabanda sovraccoppiato trasferisce il segnale alle griglie dei demodulatori. Il trasformatore ha un secondario a bassa impedenza per permettere l'inserzione ad una certa distanza (sul fronte del televisore) del *controllo saturazione* che controlla il segnale alle griglie dei demodulatori.

Poiché il livello della sottoportante di colore si trova a — 6 dB sul fianco della curva di risposta dell'amplificatore a F.I., si rende necessaria una compensazione nell'amplificatore di crominanza così da ottenere una risposta del segnale di crominanza praticamente piatta.

Tale compensazione della pendenza del fianco della curva di responso F. I. viene ottenuta mediante l'accordo della accennata bobina di crominanza d'accoppiamento, che è provvista di uno smorzamento-serie (R_{752}) in modo da ottenere un Q di circa 5, essendo sintonizzata su circa 5,2 MHz.

La messa a punto precisa della bobina d'accoppiamento viene effettuata osservando la curva del responso complessivo di crominanza.

Il funzionamento corretto del circuito di restituzione c.c. ad impulsi negli amplificatori matriciali richiede che durante gli intervalli di sop-

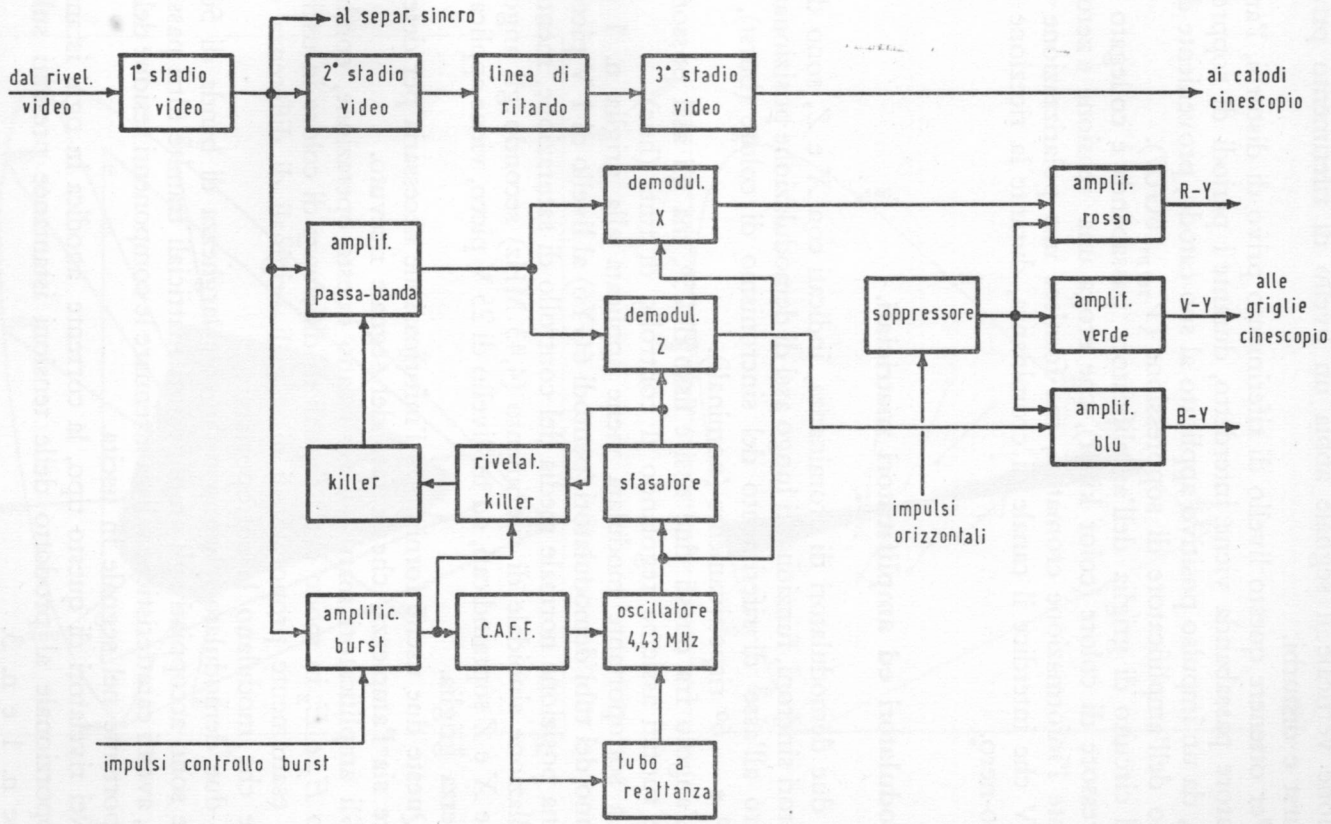


FIG. 154 *a*. Schema di principio circuiti di crominanza (R.C.A. CTC15).

pressione verticale il segnale abbia un livello di riferimento privo di burst e disturbi.

Per ottenere questo livello di riferimento privo di disturbi, l'amplificatore passabanda viene interdetto, durante i periodi di soppressione, da un impulso positivo applicato al suo catodo, proveniente dal catodo dell'amplificatore di soppressione (V_{707B}, 6GU7).

Il circuito di griglia dell'amplificatore passabanda è collegato al soppressore di colore (color killer), che eroga una tensione « zero » durante l'informazione cromatica, ma fornisce una polarizzazione di — 8 V che interdice il canale di crominanza, durante la ricezione in bianco-nero.

Demodulatori ed amplificatori matriciali.

I due demodulatori di crominanza, indicati con X e Z, sono dei rivelatori sincroni, funzionanti lungo assi di demodulazione posizionati, rispetto all'asse di riferimento del sincronismo di colore (burst), a — 81° e — 6° rispettivamente (nominali).

L'angolo fra questi due assi è fisso di 75°, ma gli assi possono essere ruotati assieme regolando il controllo di tinta (hue).

La sottoportante modulata viene applicata alla griglia n. 1 di ciascuno dei tubi demodulatori (pentodi 6GY6) al livello di 1 V picco, per una posizione normale media del controllo di saturazione, mentre l'oscillazione sinoidale di riferimento (4,43 MHz) secondo gli angoli di fase X e Z sopraindicati, ad un livello di 25 V picco, viene applicata alla terza griglia.

Queste due uscite forniscono l'informazione necessaria per determinare sia l'ampiezza, che la fase del segnale ricevuto.

Gli amplificatori matriciali realizzano questa operazione, combinando E_X e E_Z in modo che i segnali di differenza di colore in uscita siano esattamente proporzionali ai segnali originali di differenza di colore che modulano la sottoportante.

I due demodulatori hanno un'uguale larghezza di banda di 500 kHz e sono accoppiati agli amplificatori matriciali tramite filtri passa-basso, aventi caratteristiche tali da attenuare le componenti residue della sottoportante nel segnale in uscita.

Nei rivelatori di questo tipo, la corrente anodica in ogni istante è proporzionale al prodotto delle tensioni istantanee presenti sulle griglie n. 1 e n. 3.

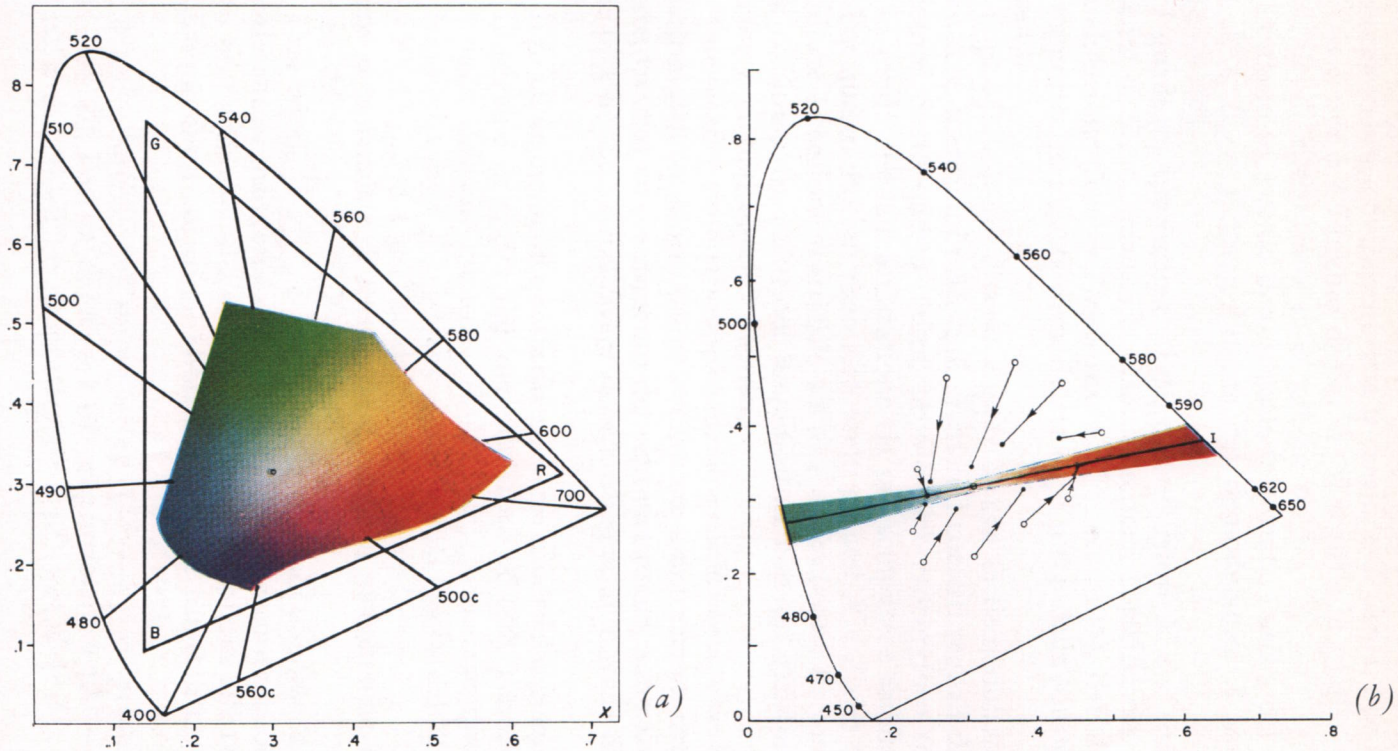


TAVOLA O - *a)* Area nel triangolo di cromaticità interessante la stampa a colori (l'area della TV a colori è quella del triangolo *R*, *G*, *B*). — *b)* L'asse cromatico interessante la visione a banda limitata (asse arancio-ciano).

Se un segnale di ampiezza E viene applicato alla griglia n. 1, la corrente anodica, e di conseguenza la tensione di uscita, è proporzionale a $E \cos \varphi$ ove φ è l'angolo di fase fra il segnale in griglia e l'onda sinusoidale di riferimento sulla griglia n. 3.

Pertanto se, per un dato segnale in entrata, l'uscita del demodulatore X è $E_X = E \cos \varphi$, l'uscita del demodulatore Z sarà $E_Z = E \cos (\varphi - 75^o)$.

I guadagni approssimativi dei demodulatori X e Z sono rispettivamente di 5 e 6, quando la fase dei segnali coincide con gli assi di demodulazione (fase dell'oscillazione di riferimento), ove il guadagno è il rapporto fra l'uscita demodulata ed il picco della sottoportante in entrata.

È possibile usare diverse coppie di assi di demodulazione, e con opportune operazioni matriciali ottenere i corretti segnali di differenza di colore. Sotto questo ultimo profilo sarà vantaggioso scegliere gli assi in modo che la matrizzazione sia più semplice e stabile possibile.

Per questo motivo sono stati scelti gli assi X e Z che consentono di ridurre la sezione matriciale ad una realizzazione circuitale simmetrica costituita da tre triodi amplificatori con un resistore catodico comune e circuiti anodici identici.

Tale matrice simmetrica possiede un grande vantaggio: le eventuali variazioni dell'equilibrio dei colori dovute a fluttuazioni della tensione di rete, ovvero ad esaurimento dei tubi elettronici, sono ridotte a minime proporzioni, senza dover ricorrere a speciali circuiti di stabilizzazione.

Il funzionamento di questa matrice a tre triodi è il seguente (fig.155).

Il segnale in uscita dal demodulatore X (V_{704}) viene applicato alla griglia dell'amplificatore $(R - Y)$ V_{706A}, mentre quello uscente dal demodulatore Z (V_{709}) viene applicato alla griglia dell'amplificatore $(B - Y)$ V_{706B}. La griglia dell'amplificatore $(V - Y)$ V_{707A} trovasi invece al potenziale di massa (trascurando il piccolissimo segnale trasmesso da V_{706A} $(R - Y)$.

I tre triodi ($V_{706A,B}$ e V_{707A}) hanno i catodi connessi assieme ed il segnale che si manifesta ai capi del comune resistore catodico è pertanto proporzionale alla somma dei segnali applicati alle tre griglie (a condizione che i tre triodi abbiano identiche caratteristiche) cioè:

$$V_K = -a(X + Z + 0)$$

Allora l'uscita dell'amplificatore $(V - Y)$ è proporzionale a $-a(X + Z)$, l'uscita di $(R - Y)$ è proporzionale a $[X - a(X + Z)]$ e l'uscita di $(B - Y)$ è proporzionale a $[Z - a(X + Z)]$.

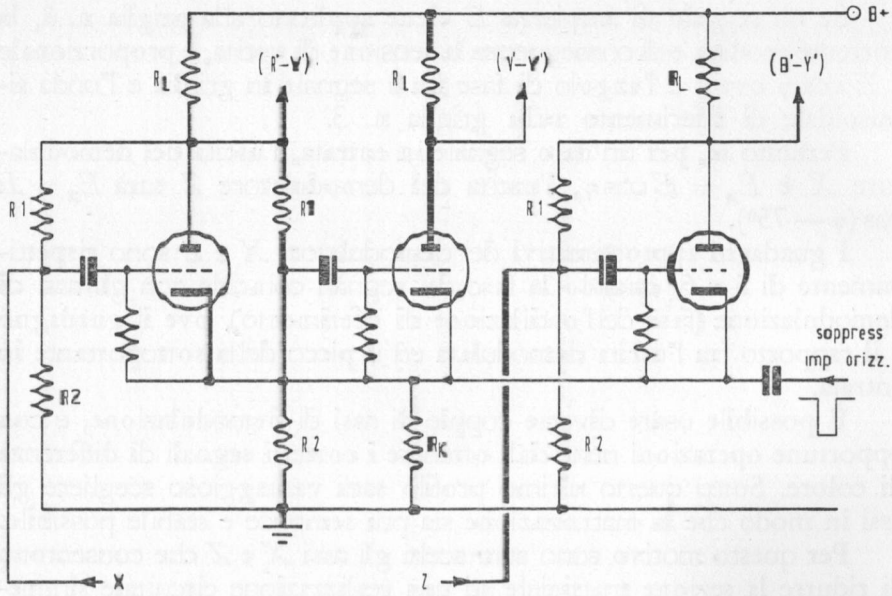


FIG. 155. Circuito dell'amplificatore matriciale (R.C.A.-CTC15).

Pertanto le uscite dei tre triodi sono: $(R-Y)$, $b(B-Y)$ e $g(V-Y)$ ove b e g sono fattori che tengono conto della differente efficienza dei fosfori dello schermo del cinescopio tricromico.

Mediante una conveniente scelta degli assi di demodulazione per i segnali $-X$ e $-Z$, si riesce a soddisfare con buona approssimazione alle suaccennate condizioni.

Benchè alcuni errori residui nel processo di matrizzazione possano essere corretti regolando i guadagni dei tre triodi, è però preferibile conservare la simmetria del circuito, che assicura la stabilità dell'equilibrio dei colori.

L'errore residuo è ridotto a proporzioni trascurabili mediante la controreazione di una piccola frazione dell'uscita $R-Y$, verso la griglia dell'amplificatore $(V-Y)$, correggendo così la fase del segnale $(V-Y)$.

Il diagramma vettoriale dell'accennato processo matriciale è rappresentato in fig. 156.

In esso si è tenuto conto dell'azione di controreazione con la quale si ottiene una matrizzazione perfettamente corretta.

Da tale diagramma appare che le uscite dei tre amplificatori matri-

ciali corrispondono ai segnali che si sarebbero ottenuti da una demodulazione diretta lungo gli assi dei segnali differenza di colore: sono inoltre nei corretti rapporti d'ampiezza richiesti per l'eccitazione delle griglie del cinescopio.

Tali rapporti di ampiezza sono: 1,0; 0,65; 0,7 rispettivamente per i cannoni rosso, verde e blu; e poichè alla trasmissione i segnali differenza di colore sono attenuati nei rapporti: 1,0; 0,64; 1,78 (R, V, B), prima della modulazione i guadagni relativi dei canali differenza di colore devono essere 1,0; 0,65 × 0,64; 0,7 × 1,78 (cioè 1,0; 0,4; 1,25), che sono le condizioni riportate nel diagramma di fig. 156.

Il segnale differenza verde risulta dalla somma del segnale al catodo $-a(X+Z)$ colla frazione di controreazione del segnale differenza rosso, essendo queste rispettivamente le tensioni di catodo e di griglia dell'amplificatore matriciale verde.

Il segnale differenza rosso risulta dalla somma della tensione di

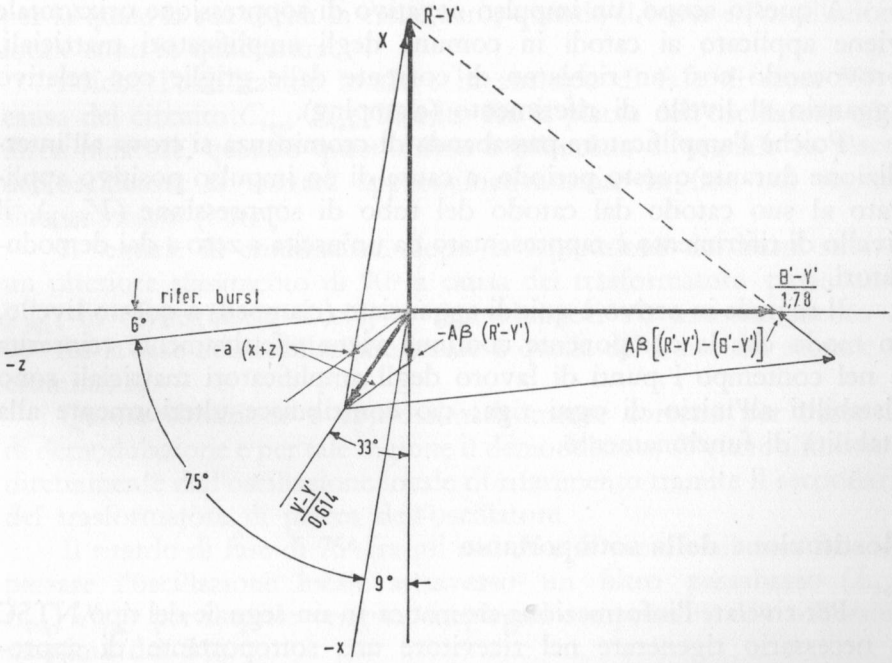


FIG. 156. Diagramma vettoriale relativo al demodulatore e matrice, secondo gli assi X e Z. (R.C.A.-CTC15).

catodo — $a(X+Z)$ col segnale X, più il segnale negativo di controreazione di differenza rosso.

Ciò risulta nel diagramma come la somma della differenza verde col segnale X. Il segnale differenza blu risulta dalla somma della tensione di catodo — $a(X+Z)$ col segnale Z, più il segnale negativo di controreazione di differenza blu: e ciò appare nel diagramma come la somma dei segnali differenza verde e Z, con un'aliquota di correzione di controreazione.

Tutte le ampiezze dei segnali sono riferite agli ingressi degli amplificatori matriciali, mentre le polarità delle tensioni sono riferite alle uscite, in modo da tener conto dell'inversione di fase dalla griglia alla placca degli amplificatori matriciali.

È molto importante che la componente continua dei segnali di differenza di colore sia conservata alle griglie del cinescopio, per evitare spiacevoli effetti di diluizione dei colori.

La restituzione della c.c. è ottenuta mediante un'azione di *clamping* alle griglie degli amplificatori matriciali, durante i periodi di soppressione orizzontale.

A questo scopo, un impulso negativo di soppressione orizzontale viene applicato ai catodi in comune degli amplificatori matriciali, provocando così un richiamo di corrente dalle griglie con relativo aggancio al livello di riferimento (clamping).

Poichè l'amplificatore passabanda di crominanza si trova all'interdizione durante questo periodo, a causa di un impulso positivo applicato al suo catodo dal catodo del tubo di soppressione (V_{707B}), il livello di riferimento è rappresentato da un'uscita « zero » dai demodulatori.

Il segnale in arrivo è quindi agganciato (clamped) a questo livello, in modo che la componente continua viene effettivamente reinserita e nel contempo i punti di lavoro degli amplificatori matriciali sono ristabiliti all'inizio di ogni riga; ciò contribuisce ulteriormente alla stabilità di funzionamento.

Restituzione della sottoportante

Per rivelare l'informazione cromatica in un segnale del tipo NTSC è necessario rigenerare nel ricevitore una sottoportante di appropriata frequenza e fase.

A questo scopo, viene trasmessa come componente del segnale

composito di TV a colori un'informazione di riferimento di fase e frequenza della sottoportante. Si è già visto che tale informazione di sincronizzazione di colore viene trasmessa mediante il burst.

Nel ricevitore CTC15 la sottoportante è generata da un oscillatore quarzato (V_{703B}) che è agganciato al segnale di riferimento (burst) mediante un controllo automatico di frequenza e fase costituito da un discriminatore di fase (C.A.F.F., V_{705A}) e da un tubo a reattanza (V_{703A}) (fig. 157).

Il segnale burst viene separato dal segnale di crominanza da un amplificatore (V_{702}), che riceve il segnale completo dalla bobina di prelievo della crominanza, ma conduce solamente durante i periodi di soppressione orizzontale nei quali un impulso positivo proveniente dal trasformatore d'uscita orizzontale viene applicato alla sua griglia.

Il segnale sinoidale burst così separato è applicato mediante un trasformatore accordato (T_{702}) ad un discriminatore di fase che confronta la fase di tale segnale con l'oscillazione sinoidale proveniente dall'oscillatore a cristallo.

Il discriminatore di fase si trova in una posizione di equilibrio, per la quale la sua uscita in c.c. è zero, quando il burst e l'oscillazione locale sono in quadratura.

Poichè l'oscillazione locale è in anticipo di fase di circa 90° a causa del circuito C_{722}, R_{748}, inserito fra la placca dell'oscillatore ed il discriminatore, quando quest'ultimo è bilanciato il segnale in placca dell'oscillatore si troverà approssimativamente in fase col segnale sincronizzante (burst).

Il segnale di crominanza, dopo la separazione dal burst subisce un ulteriore sfasamento di 90° a causa del trasformatore passabanda T_{701}; in conseguenza di ciò, ai demodulatori c'è uno sfasamento di 90° fra la fase dell'oscillazione locale e quella del burst del segnale di crominanza.

Questa situazione è approssimativamente corretta per l'asse X di demodulazione e per tale ragione il demodulatore X viene alimentato direttamente dall'oscillazione locale di riferimento tramite il secondario del trasformatore di placca dell'oscillatore.

Il ritardo di fase di 75° fra gli assi X e Z viene realizzato facendo passare l'oscillazione locale attraverso un filtro passabasso (L_{703}, C_{778}, R_{725}) per il quale vengono impiegati componenti con tolleranza massima del 5%.

La fase esatta dell'oscillazione di riferimento viene regolata disaccordando il trasformatore T_{702}. Questo sposta la fase del segnale

sincronizzante burst applicato al discriminatore di fase e di conseguenza l'oscillatore segue tale spostamento di fase. Il controllo della «tinta» agisce nello stesso modo, dissintonizzando e sbilanciando il trasformatore T_{702}, fornendo così un campo di regolazione di fase non inferiore a $\pm 30^{o}$.

Il circuito C.A.F.F. (controllo automatico di frequenza e fase) deve avere un campo di cattura (pull-in) sufficiente per coprire lo slittamento di frequenza dell'oscillatore locale di riferimento, pur essendo poco sensibile ai disturbi ed a errori di fase statici.

L'impiego di un oscillatore a cristallo riduce evidentemente le esigenze d'ampiezza del campo d'azione del discriminatore; perciò una soddisfacente immunità dai disturbi viene così ottenuta dal semplice circuito discriminatore.

L'errore massimo di frequenza del cristallo è inferiore a ± 150 periodi, con una variazione massima di 100 periodi, dovuta alle variazioni di temperatura in funzionamento.

L'errore iniziale di frequenza del cristallo è compensato mediante la regolazione della bobina di reattanza L_{702}, ed il campo d'azione del cristallo che è in media di ± 300 periodi assicura un largo margine per gli slittamenti di frequenza durante il funzionamento.

L'errore statico di fase è di 4° per un errore di frequenza di 100 periodi.

Color killer

Il circuito di soppressione del colore si rende necessario per distinguere le trasmissioni in bianco-nero da quelle in colore.

Nel caso di trasmissioni in bianco-nero si deve interdire il canale di crominanza onde prevenire la comparsa di effetti cromatici spuri sull'immagine.

Sebbene l'assenza del segnale sincronizzante di colore (burst) sia il mezzo di identificazione di una trasmissione in bianco-nero, pure un sistema di soppressione del colore azionato direttamente dal burst potrebbe essere incapace di distinguere un disturbo dal burst, e non provvedere a sopprimere il canale di crominanza, quando venga ricevuto un debole segnale in bianco-nero con conseguenti effetti di colori spuri.

Nel televisore CTC15 viene impiegato un tipo di soppressore di colore (color killer) poco influenzato dai disturbi la cui azione è subordinata alla sincronizzazione effettiva dell'oscillatore di riferimento.

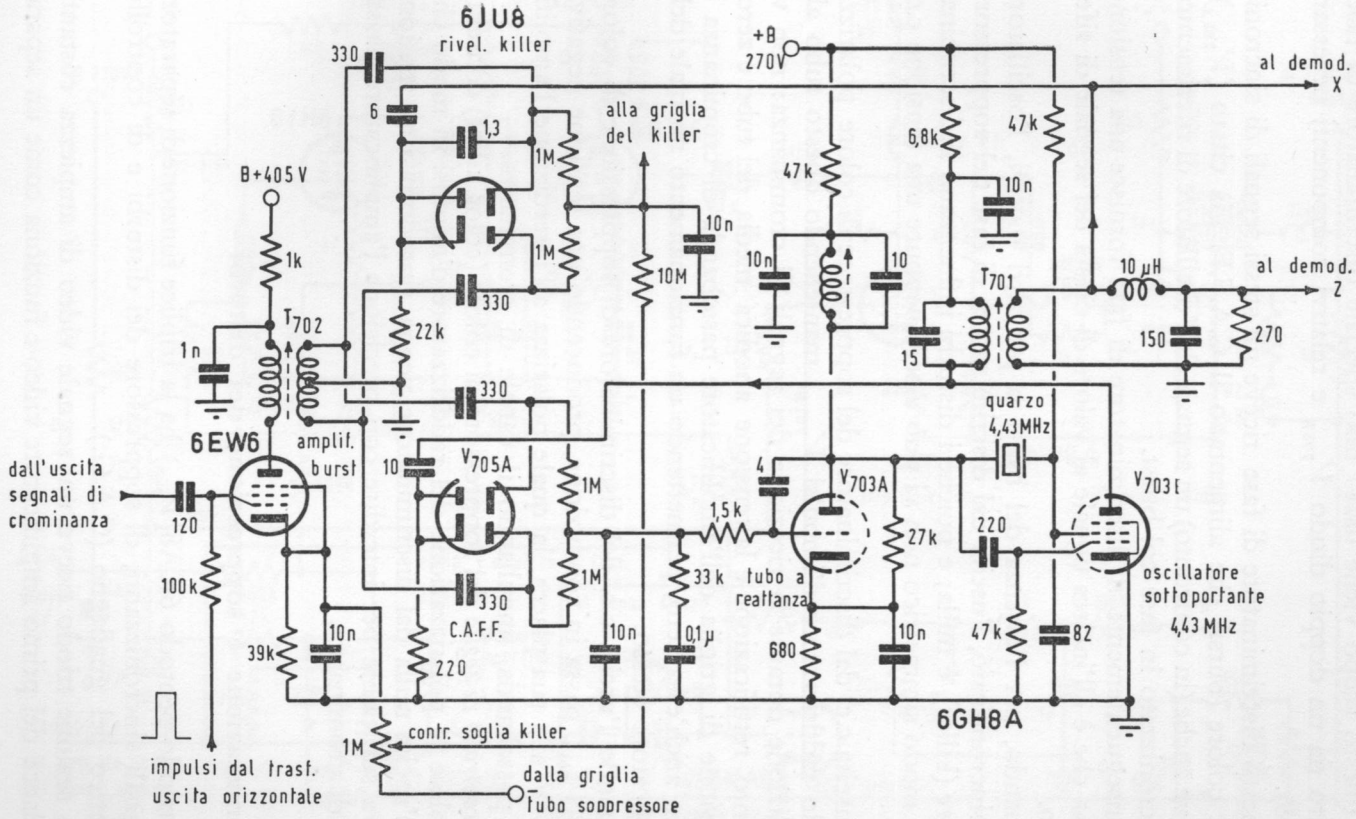


FIG. 157. Circuito dell'oscillatore di sottoportante e sincronizzazione del colore (R.C.A.-CTC15).

A questo scopo viene usato uno speciale discriminatore di fase, costituito da un doppio diodo $V_{705\,B}$ e relativi componenti necessari (fig. 158).

Questo discriminatore di fase riceve gli stessi segnali di sincronismo di colore (burst) che alimentano il C.A.F.F. già citato ($V_{705\,A}$), ma riceve anche (in confronto) un segnale dell'oscillatore di riferimento, già sincronizzato in fase col burst.

Conseguentemente il discriminatore di fase fornisce una tensione continua che è all'incirca uguale al valore di cresta del segnale di riferimento.

Quando, per l'assenza del burst o per altri motivi, l'oscillatore non è sincronizzato, l'uscita dal discriminatore di fase del soppressore di colore (killer) è nulla; e poichè i disturbi influenzano il discriminatore in modo simmetrico non vi può essere neppure una tensione c.c. spuria.

L'uscita c.c. dal discriminatore del soppressore di colore polarizza il triodo raddrizzatore d'impulsi $V_{701\,B}$, mantenendo questo tubo all'interdizione durante la ricezione dei segnali di crominanza: non vi è pertanto rettificazione e la tensione anodica media del tubo è zero. La tensione di griglia dell'amplificatore passabanda di crominanza è pertanto anch'essa zero, permettendo un funzionamento normale dell'amplificatore stesso.

Quando l'uscita c.c. del discriminatore di soppressione di colore è zero, $V_{701\,B}$ passa in conduzione, producendo una tensione negativa di — 8 V alla sua placca, la quale polarizza all'interdizione l'amplificatore passabanda, annullando il canale di crominanza.

Il *controllo di soglia* del soppressore di colore (color killer) consente di regolare la polarizzazione del raddrizzatore d'impulsi in modo che con un'uscita nulla dal discriminatore venga riprodotta una tensione negativa sufficiente per interdire con precisione l'amplificatore passabanda di crominanza.

Sincronizzazione e soppressione dei disturbi

Il triodo-pentodo 6KA8(V_{503}) ha la triplice funzione di separatore dei segnali sincronizzanti, di soppressore dei disturbi e di controllo automatico del guadagno (C.A.G.).

La sezione triodo riceve un segnale video di ampiezza costante dalla placca del primo amplificatore video e funziona come un separa-

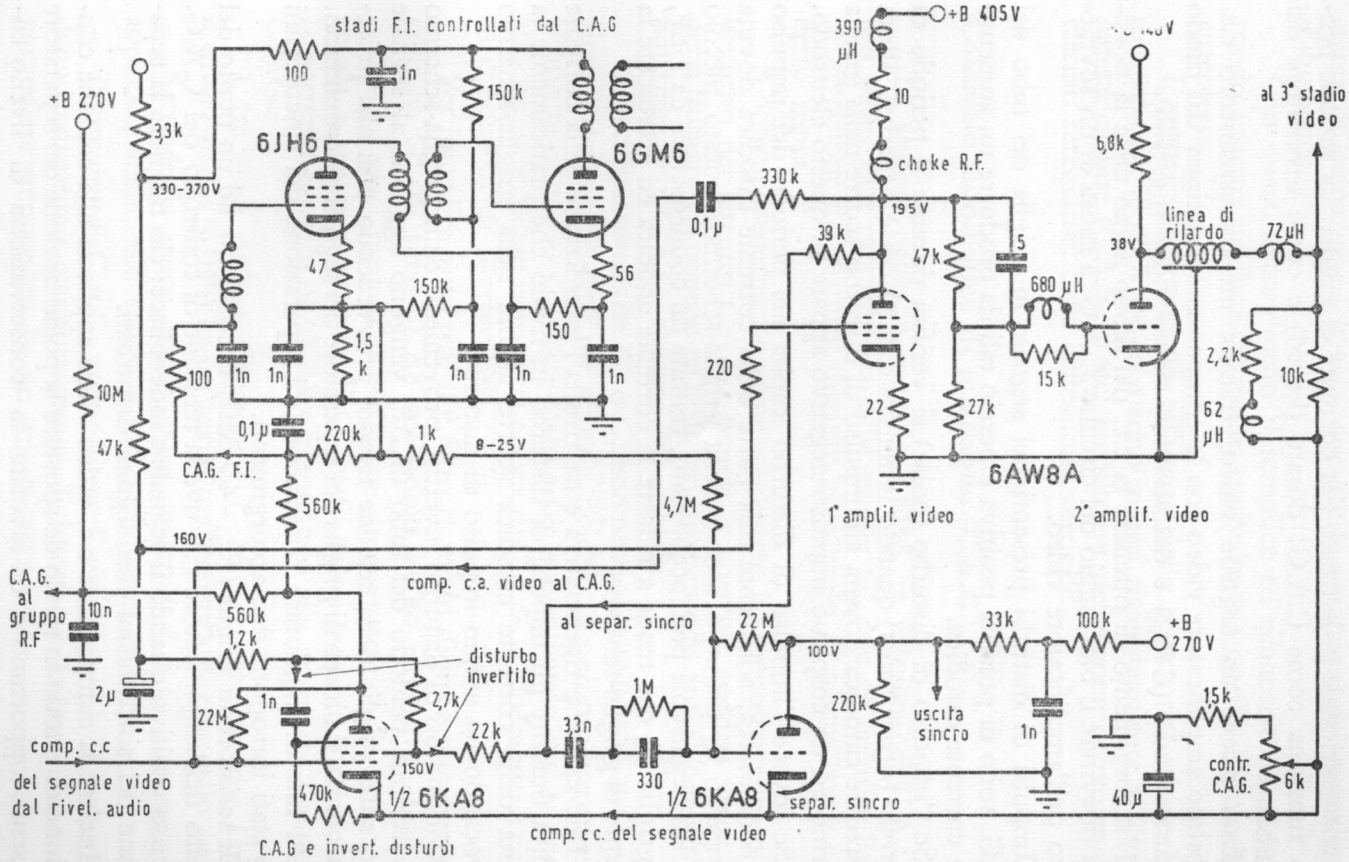


FIG. 158. Circuiti del C.A.G., separazione sincronismi e antidisturbi (R.C.A. - CTC15).

tore convenzionale polarizzato per corrente di griglia. La sezione pentodo funziona come C.A.G. dosato (keyed) e come invertitore dei disturbi.

Essa riceve un segnale video, tramite un accoppiamento c.a. del primo amplificatore video con la componente continua dal diodo rivelatore audio (CR_{301}) e dal secondo stadio video (fig. 158).

L'accorgimento di ottenere la c.c. dal diodo audio offre la possibilità di evitare il bloccaggio del circuito C.A.G. a causa di un sovraccarico dell'amplificatore video.

Impulsi di disturbi presenti nel segnale in griglia del tubo del C.A.G. sono di polarità positiva e perciò tali da produrre un aumento della corrente catodica.

Se l'impulso di disturbo (noise) si verifica durante il periodo di controllo (*keying pulses*) quando la tensione di placca è negativa, allora la corrente catodica dovuta all'impulso di disturbo scorre nella griglia schermo ed un cospicuo impulso negativo appare su questo elettrodo.

Se invece l'impulso di disturbo capita nel periodo dell'impulso attivo di placca, solamente una parte della corrente catodica dovuta all'impulso di disturbo scorre nella griglia-schermo: questo piccolo impulso negativo è però accoppiato, tramite un condensatore da 1 nF, alla griglia G_3 che tende a ridurre la corrente anodica ed accrescere la corrente di griglia-schermo.

Tale azione è rigenerativa e ne risulta l'interdizione della corrente anodica durante gli impulsi di disturbo in modo che praticamente la totalità della corrente catodica scorre ancora nella griglia-schermo provocando un ampio impulso di disturbo.

Gli impulsi di disturbo invertiti, provenienti dalla griglia-schermo della sezione pentodo del tubo 6KA8, vengono aggiunti al segnale video sulla griglia della sezione triodo, provvedendo così alla protezione contro il blocco di griglia del separatore dei segnali sincronizzanti.

Al fine di migliorare l'operazione di separazione dei sincronismi sono stati introdotti due accorgimenti.

Il resistore di griglia (R_{542} - 4,7 MΩ) è collegato ad un punto del circuito dell'amplificatore F.I. ove la tensione di controllo del C.A.G. ha senso positivo quando il segnale s'indebolisce: ciò migliora la separazione dei sincronismi con segnali disturbati.

Inoltre la componente c.c. video viene applicata alla comune connessione di catodo in modo da spostare la polarizzazione del separatore nel senso opportuno e da favorire la conservazione di livello co-

stante di limitazione (*clipping*) durante le variazioni del segnale video d'immagine.

Con questi accorgimenti il semplice ed economico separatore a triodo assicura un funzionamento equivalente a quello di un tubo più complesso.

I segnali sincronizzanti all'uscita della placca del triodo hanno un'ampiezza di 60 V picco e sono inviati rispettivamente al discriminatore di fase (C.A.F.F.) del circuito di deflessione orizzontale e ai circuiti integratori della deflessione verticale.

Controllo automatico di guadagno (C.A.G.)

La sezione pentodo del tubo 6KA8, in funzione di C.A.G., ha una particolare caratteristica della griglia G_3, tale da favorire l'azione di inversione dei disturbi durante gli impulsi in placca come è stato detto sopra.

Contemporaneamente viene migliorato il comportamento di antidisturbo del circuito C.A.G., poichè la corrente anodica viene interdetta durante gli impulsi di disturbo, prevenendo così l'aumento della polarizzazione C.A.G. causato dai disturbi.

L'accoppiamento fra G_2 e G_3 può provocare difficoltà nell'applicazione istantanea di un forte segnale, poichè ciò può produrre un transitorio negativo su G_2, accoppiato a G_3, sopprimendo così la corrente anodica, infirmando la corretta azione di C.A.G. e bloccando il circuito in condizioni di sovraccarico.

Per impedire tutto ciò, si è fatto in modo di interconnettere i circuiti di G_2 del tubo 6KA8 col primo stadio video (fig. 158).

In tal caso, qualora si verificasse un sovraccarico, lo stadio video sposta la tensione comune di G_2 verso valori positivi, incrementando la corrente anodica di 6KA8 e riportando alla normalità l'azione del C.A.G.

I tre stadi dell'amplificatore F.I. sono controllati dal C.A.G.: il primo stadio (6JH6) ha un'adatta caratteristica di controllo *gm - eg*.

Secondo la prassi normale, un controllo C.A.G. ritardato viene applicato anche allo stadio a radio-frequenza (tuner).

Il circuito di C.A.G. possiede eccellenti proprietà di elevato guadagno ed ottimo comportamento di intermodulazione, che sono di particolare importanza in un televisore a colori.

Deflessione orizzontale

La sincronizzazione della deflessione orizzontale viene ottenuta mediante un discriminatore di fase convenzionale (C.A.F.F.).

Gli impulsi sincronizzanti orizzontali provenienti dal separatore già esaminato sono inviati ai resistori CR_{501} e CR_{501B} attraverso il divisore capacitivo C_{501}, C_{503}.

L'ampiezza di tali impulsi sincro, a questo punto, è di 20 V picco nominali.

Il segnale di confronto a dente di sega è fornito dall'oscillatore orizzontale.

Inoltre viene aggiunta una campionatura del segnale di ritorno presa dal trasformatore ad alta tensione, attraverso il divisore capacitivo C_{502}, C_{519}.

Questo segnale consente la correzione della fase dell'oscillatore in modo da posizionare esattamente sul quadro l'informazione dell'immagine, e da posizionare pure esattamente, rispetto al segnale sincro, i vari impulsi di controllo (gating) derivati dall'uscita orizzontale.

Qualsiasi segnale erroneo uscente dal discriminatore di fase passa, attraverso un circuito integratore, all'amplificatore V_{502}, la cui uscita fornisce una polarizzazione correttiva dell'oscillatore orizzontale stabilizzato.

Il campo di cattura (pull-in) è di circa $\pm$ 150 periodi-sec.

L'uscita dell'oscillatore è parzialmente differenziata dal circuito formatore C_{523} — R_{530}, in modo da dare 250 V picco di segnale utile con un rapido ritorno di interdizione al tubo d'uscita V_{105} (fig. 159).

La capacità di blocco C_{521} alla griglia dell'oscillatore è un condensatore ceramico ad alta qualità a causa della rilevante tensione degli impulsi in questo punto, e per il fatto che qualsiasi dispersione di corrente provocherebbe uno slittamento della frequenza dell'oscillatore.

Il tubo d'uscita è un tipo Novar 6J26: esso è montato sul telaio in modo da essere fortemente raffreddato da una spontanea convezione d'aria.

Per motivi di sicurezza è stato introdotto un collegamento fra la griglia del tubo d'uscita (ad alta impedenza), attraverso il resistore R_{170}, e il circuito di soppressione.

Nel caso che il dispositivo di alta tensione rimanesse privo di carico (ad esempio per un guasto al regolatore derivato), la tensione ano-

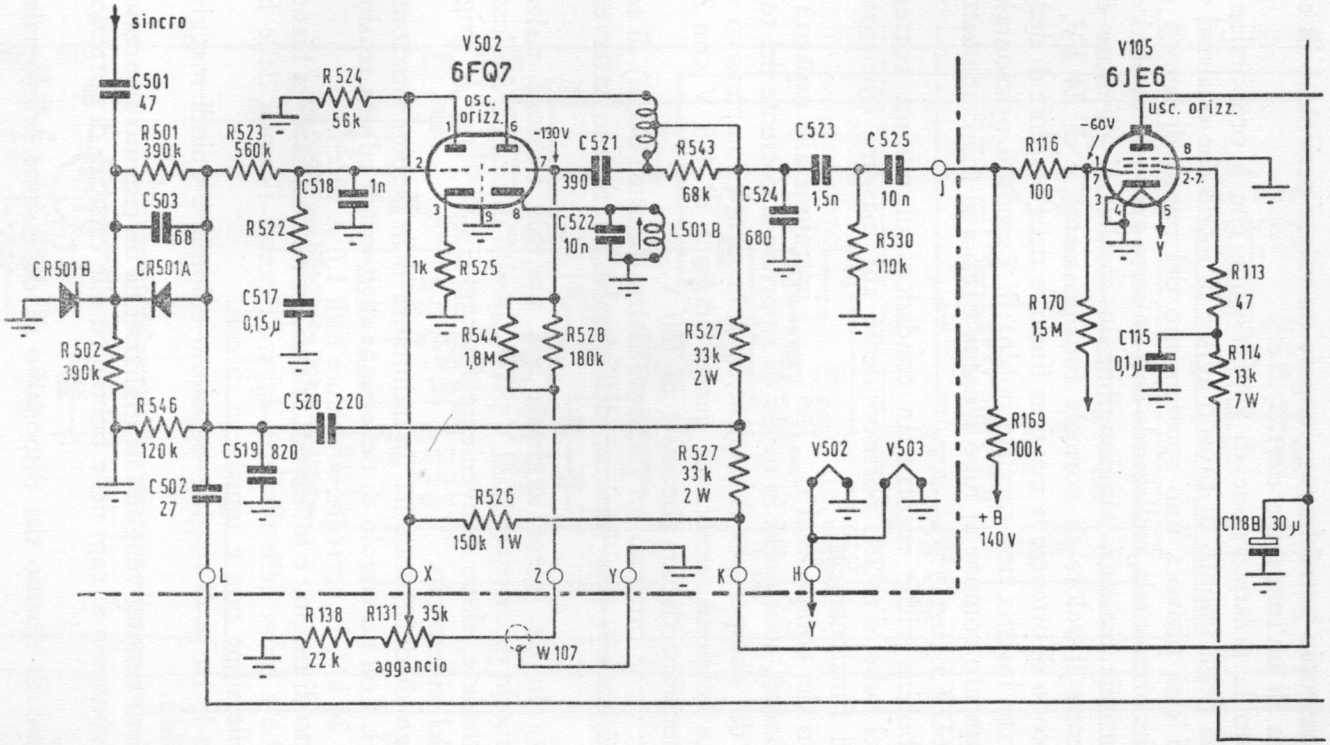


FIG. 159. Circuito di deflessione orizzontale (R.C.A.-CTC15).

dica del cinescopio potrebbe raggiungere un valore pericoloso in corrispondenza di un'immagine nera.

Pertanto la polarizzazione di soppressione che è proporzionale all'ampiezza degli impulsi di ritorno agisce in modo che qualsiasi variazione di essa provoca uno spostamento del punto di lavoro del tubo d'uscita orizzontale, realizzando così un certo grado di regolazione.

La tensione massima raggiungibile in condizioni difettose è di 32 kV mentre il valore di normale funzionamento è di 24 kV.

Allo scopo di ottenere la massima linearità della corrente di deflessione, è stato inserita una speciale bobina di « accordo orizzontale » nel collegamento comune al tubo d'uscita 6JE6 e al tubo smorzatore (damper) 6DW3 (fig. 159).

Tale bobina viene regolata in condizioni di minima corrente anodica del tubo d'uscita, corrispondente alla massima efficienza e linearità di funzionamento.

I valori dei componenti C_{109A} e C_{109B}, in unione alla capacità di ricupero (boost), sono scelti in modo da riportare la corrente del tubo d'uscita e del damper per il miglior funzionamento complessivo del circuito. La tensione anodica di questo stadio è di 405 V con 200 mA, e la tensione rialzata (boost) è di 750 V.

Inoltre viene ottenuto un ulteriore rialzo (boosted-boost) di tensione, raddrizzando una frazione dell'impulso di ritorno attraverso CR_{101}.

L'uscita in c.c. viene aggiunta alla normale tensione rialzata (boost) in modo da ottenere 1200 V per il circuito di ricarica dell'oscillatore verticale e, dopo conveniente filtraggio, 100 V per le griglie schermo del cinescopio.

Il giogo di deflessione ha un'induttanza delle bobine orizzontali di 11,8 mH. Con un angolo di deflessione di 70 gradi ed una tensione anodica di 24 kV, la corrente circolante è di 1,6 A picco.

L'effetto di ringing è molto più critico che nei televisori in bianconero, poichè a causa della distanza dei tre pennelli l'azione delle bobine di deflessione non è uguale su di essi.

Inoltre le barre di ringing appaiono colorate e quindi maggiormente visibili.

Gli effetti ringing vengono neutralizzati da un circuito smorzatore C_{101}, R_{101} connesso ai capi delle bobine ed alle capacità di correzione C_{102} e C_{104}.

Il tempo di ritorno del dispositivo di deflessione orizzontale è di 12,5 μsec.

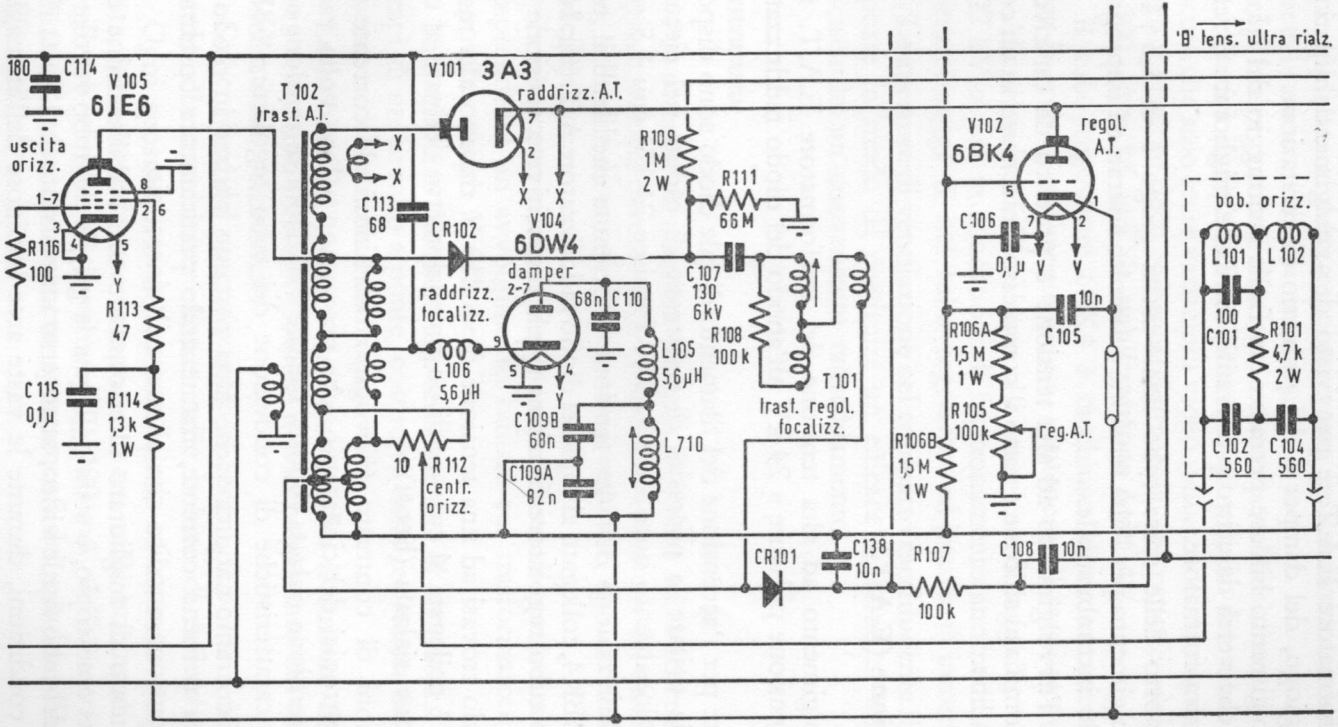


FIG. 160. Circuiti deflessione orizzontale e E.A.T. (R.C.A.-CTC15).

Il trasformatore E.A.T. è provvisto di avvolgimenti bifilari per quelli del giogo, del damper e del primario di eccitazione.

L'avvolgimento bifilare permette un facile centraggio del quadro (nel modo che verrà descritto più avanti) oltre che migliorare il rendimento del trasformatore.

Il rapporto delle spire tubo finale-uscita giogo è di 1,5 : 1.

L'avvolgimento per l'alta tensione è avvolto a strati ed impregnato di materiale incombustibile.

Inoltre l'avvolgimento ad alta tensione è protetto da un rivestimento di gomma al silicone e tutto il complesso è racchiuso in un comparto metallico.

Alta Tensione (E.A.T.)

L'avvolgimento ad alta tensione del trasformatore E.A.T. fornisce una tensione pulsante a 24 kV all'anodo del diodo raddrizzatore 3A3.

Le spire per l'accensione del filamento di tale diodo sono disposte in modo da evitare la necessità di resistenze di caduta nel circuito.

In funzionamento normale l'E.A.T. fornisce 24 kV con 1,5 mA.

La stabilizzazione dell'alta tensione è ottenuta mediante il tubo regolatore 6BK4, collegato ai capi del diodo raddrizzatore A.T. (fig. 160).

Questo tubo regolatore funziona quale dispositivo a tensione costante.

Il catodo trovasi ad una tensione di + 410 V rispetto alla massa e la griglia è collegata al cursore di un potenziometro derivato ai capi della tensione rialzata (boost).

Variazioni di contrasto provocano variazioni di corrente dei pennelli elettronici del cinescopio, che provocano a loro volta variazioni della tensione rialzata (boost). Queste variazioni di tensione controllano le caratteristiche di conduzione del tubo regolatore 6BK4.

La sua corrente anodica viene fatta pertanto variare in modo da derivare più o meno corrente, mantenendo praticamente costante a 24 kV la tensione anodica che alimenta il cinescopio.

Nell'intento di migliorare ulteriormente tale stabilizzazione dell'anodica del cinescopio, è stata collegata la griglia del tubo regolatore alla placca del tubo finale video, attraverso un resistore da 12 MΩ R_{139}.

In tali condizioni, durante le vaste aree luminose dell'immagine,

viene applicata al tubo regolatore una polarizzazione addizionale che riduce il carico sull'alta tensione.

La lunga costante di tempo costituita dal resistore di 12 MΩ con una capacità di 0,01 μF nel circuito di griglia del tubo regolatore assicura che solo lente variazioni video influiscono sul regolatore stesso. Entro variazioni della corrente elettronica dei pennelli del cinescopio fra 300 μA e 1,5 mA, la stabilizzazione è del 4%.

Il tubo regolatore 6BK4 è racchiuso in un comparto ventilato sopra la scatola totalmente chiusa, contenente il trasformatore E.A.T.

Alla tensione di 24 kV non vi è emissione di raggi X, ma a tensioni di 27 kV o più, in condizioni di funzionamento anormale, potrebbero generarsi raggi X nel tubo regolatore ed irradiarsi intorno ad esso.

Le aperture di ventilazione nel comparto racchiudente il tubo sono disposte in modo da costituire un efficace schermo ai raggi X, pur assicurando un conveniente raffreddamento.

Centratura

Per ottenere la massima purezza di colore sullo schermo del cinescopio tricolore, occorre provvedere alla centratura del quadro d'immagine, nelle due direzioni, orizzontale e verticale, agendo presso il centro di deflessione.

A tale scopo viene impiegato un circuito di centratura orizzontale, comprendente un avvolgimento bifilare sul trasformatore E.A.T. ed un potenziometro a carbone.

Tale circuito fornisce una tensione c.c. di centratura, disponibile ai capi di un circuito a ponte, costituito dalla resistenza dei due avvolgimenti e dal potenziometro (fig. 161).

Le bobine del giogo sono connesse fra il cursore del potenziometro ed il capo inferiore (freddo) dell'avvolgimento del trasformatore di deflessione orizzontale.

Col cursore del potenziometro al centro, il ponte è bilanciato, riguardo alla circolazione di c.c. nelle bobine di deflessione.

Ogni spostamento del cursore viene ad alterare l'equilibrio del ponte, introducendo una componente c.c. nelle bobine di deflessione.

Entro variazioni massime di ± 100 mA della corrente di centratura, si possono ottenere spostamenti del quadro d'immagine di ± 25 mm.

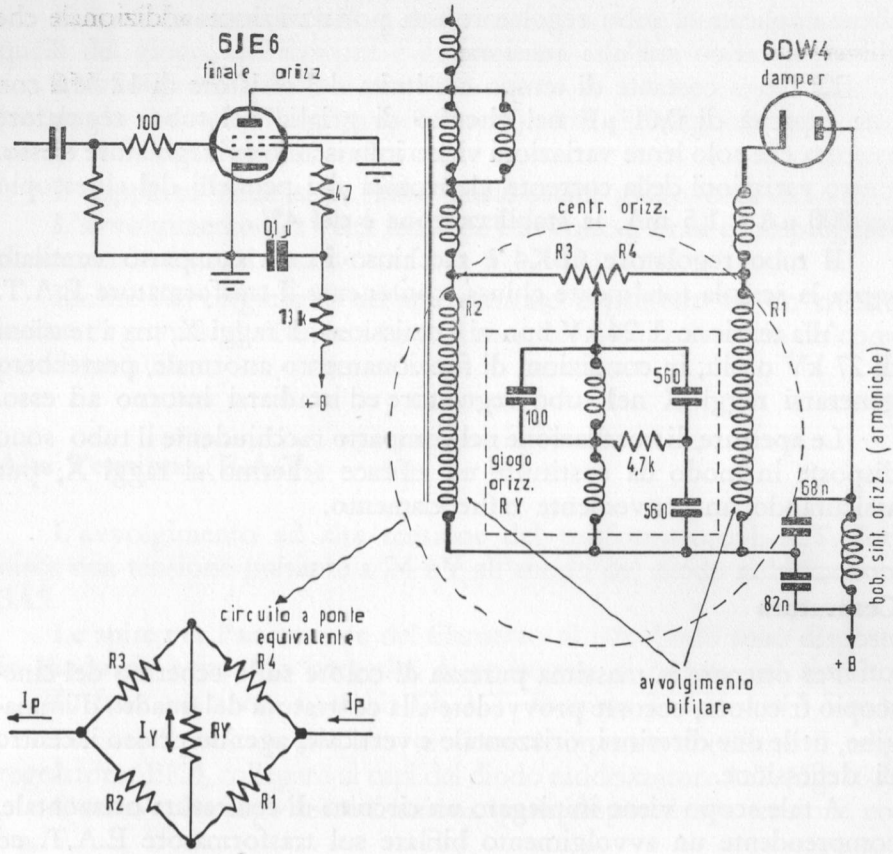


FIG. 161. Circuito per la centratura orizzontale del quadro immagine (R.C.A.-CTC15).

Il centraggio verticale è ottenuto in modo simile. Un avvolgimento secondario bifilare, associato ad un potenziometro da 10 Ω di centratura verticale, forma un circuito a ponte (fig. 162).

Derivando la corrente d'alimentazione del circuito di deflessione orizzontale, attraverso quest'ultimo circuito di centratura verticale si ottiene una tensione c.c. di centratura di circa 3 V.

Anche in questo caso, il centro elettrico del potenziometro corrisponde all'equilibrio del ponte.

Sbilanciando il cursore del potenziometro in entrambe le direzioni, si ottiene uno spostamento verticale del quadro d'immagine di ±25 mm.

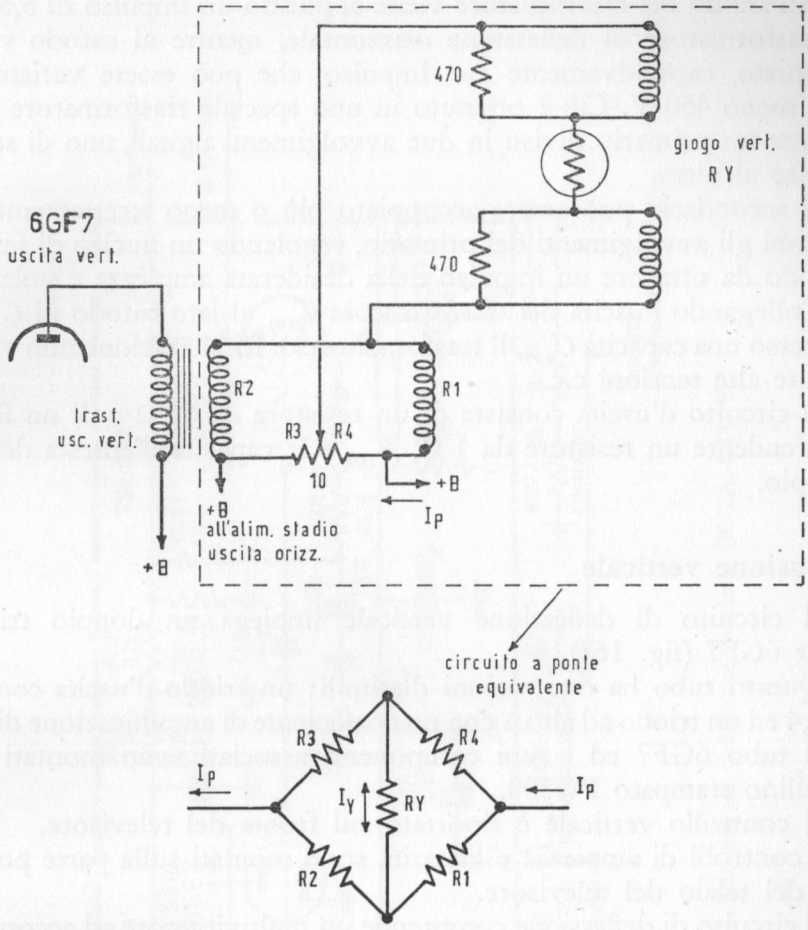


FIG. 162. Circuito per la centratura verticale del quadro immagine (R.C.A.-CTC15).

Focalizzazione

La tensione di focalizzazione del cinescopio tricolore 21FJP22, funzionante a 24 kV di anodo, varia da 4000 a 4800 V c.c.

L'impedenza dinamica del complesso elettrodi del cannone è di circa 2,5 MΩ.

Tali requisiti si ottengono mediante un circuito che varia gli impulsi di tensione a.c. applicati ad un complesso raddrizzatore al selenio CR_{102}.

All'anodo del raddrizzatore viene applicato un impulso di 5,5 kV dal trasformatore di deflessione orizzontale, mentre al catodo viene accoppiato capacitivamente un impulso che può essere variato da più a meno 450 V. Ciò è ottenuto in uno speciale trasformatore T_{101} portante un primario diviso in due avvolgimenti uguali, uno di senso opposto all'altro.

Il secondario può essere accoppiato più o meno strettamente ad entrambi gli avvolgimenti del primario, regolando un nucleo di ferrite in modo da ottenere un impulso della desiderata ampiezza e polarità.

Collegando l'uscita del trasformatore T_{101} al lato catodo di CR_{102} attraverso una capacità C_{107}, il trasformatore di focalizzazione non viene a subire alte tensioni c.c.

Il circuito d'uscita consiste di un resistore da 66 Ω e di un filtro comprendente un resistore da 1 Ω, R_{109} e la capacità d'entrata del cinescopio.

Deflessione verticale

Il circuito di deflessione verticale impiega un doppio triodo Novar 6GF7 (fig. 163).

Questo tubo ha due sezioni dissimili: un triodo d'uscita con un μ di 5,4 ed un triodo ad alto μ con un coefficiente di amplificazione di 64.

Il tubo 6GF7 ed i suoi componenti associati sono montati sul pannellino stampato PW500.

Il controllo verticale è riportato sul fronte del televisore.

I controlli di ampiezza e linearità sono montati sulla parte posteriore del telaio del televisore.

Il circuito di deflessione comprende un multivibratore ad accoppiamento anodico.

Il triodo d'uscita è pilotato da un segnale a dente di sega generato nel circuito di carica R_{511}, C_{506} e C_{531} (fig. 163).

Il triodo ad alto μ funziona da interruttore per scaricare le capacità temporizzanti durante i ritorni.

Il condensatore C_{531} è compensato di temperatura. Il circuito di carica è alimentato a 1200 V dal circuito anodico ultrarialzato (boosted boost) attraverso il controllo di linearità R_{134}.

Il controllo di linearità consente una variazione della tensione di carica da 405 a 1200 V, in modo da dare il richiesto grado di compensazione della curvatura della forma d'onda eccitante, necessario per una buona linearità.

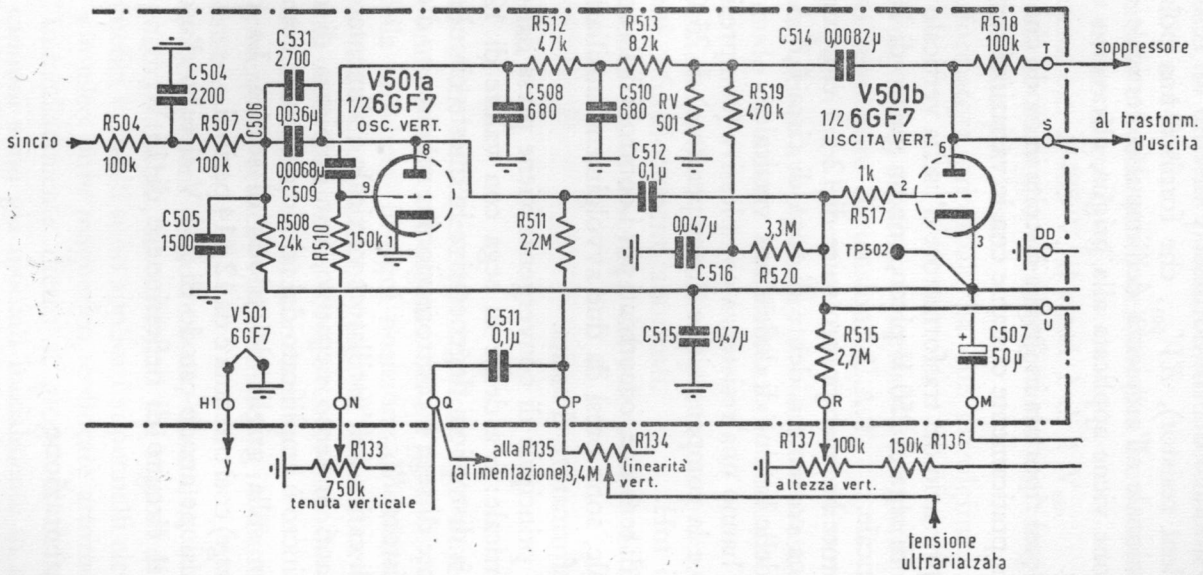


FIG. 163. Circuito di deflessione verticale (R.C.A.-CTC15).

L'ampiezza verticale è controllata regolando la polarizzazione del triodo finale.

Nel circuito anodico del triodo finale è inserito un resistore VDR (voltage dependent resistor), RV_{501}, che fornisce una polarizzazione negativa proporzionale all'ampiezza dell'impulso verticale di ritorno. Tale polarizzazione viene applicata alla griglia, attraverso un circuito potenziometrico.

La tensione così riportata in griglia è scelta in modo che l'ampiezza verticale rimanga praticamente costante con le variazioni della tensione di rete.

Ai capi del primario del trasformatore d'uscita verticale si crea una tensione a dente di sega di 250 V picco, con un guizzo di 700 V picco del ritorno verticale.

Il trasformatore ha un rapporto spire di 12 a 1 con un'uscita sul secondario di una corrente a dente di sega di circa 0,8 A picco per l'alimentazione delle bobine di deflessione verticale.

Tali bobine hanno una resistenza complessiva (compresi i resistori di smorzamento e la compensazione di temperatura) di 25 Ω, con una induttanza di 45 mH.

Gli impulsi di tensione, occorrenti per i controlli della convergenza dinamica verticale, sono presi da due avvolgimenti ausiliari con presa centrale sul trasformatore d'uscita.

La tensione principale di convergenza viene presa dal catodo del triodo finale verticale: è a dente di sega con valore di 12 V picco.

Per ovviare a distorsioni degenerative in questo circuito catodico, la tensione a dente di sega è controreazionata sul circuito d'eccitazione attraverso il resistore R_{508}.

Il circuito di carica dell'oscillatore verticale è alimentato dagli impulsi sincronizzanti in senso negativo, con ampiezza di circa 3 V.

L'impulso sincro è amplificato dal triodo d'uscita e compare come impulso positivo sulla griglia del triodo di scarica. La capacità di cattura (*pull-in range*) così ottenuta è da 12 a 14 periodi.

Con una tensione anodo-catodo di 250 V al tubo d'uscita, la potenza erogata nel circuito di deflessione è di 13 W.

Circuiti di alimentazione

Tutte le alimentazioni a bassa tensione sono fornite dal trasformatore T_{105}.

Due raddrizzatori al silicio in circuito duplicatore provvedono alla tensione anodica principale a 405 V con 450 mA.

Una rete di resistori potenziometrici fornisce le tensioni c.c. più basse, di 270 e 140 V.

Il filtraggio e livellamento dell'anodica è ottenuto con un ingresso capacitivo ed un filtro *L - C*.

Sull'uscita c.c. a 405 V, il *ripple* è di 1 V_{eff}.

Un'ulteriore filtraggio viene effettuato con maglie *R - C*, per le tensioni anodiche più basse.

Il trasformatore principale ha due avvolgimenti di filamento a 6,3 V.

Un avvolgimento separato è previsto per i filamenti del cinescopio e del tubo regolatore di tensione E.A.T.

Poichè questi tubi hanno sul catodo la piena tensione anodica di 405 V, quest'ultimo avvolgimento si viene a trovare a 200 V sopra la massa in modo da ridurre la differenza di tensione fra riscaldatore e catodo.

Un interruttore di sovraccarico è previsto a protezione di eventuali cortocircuiti o funzionamenti anormali.

La potenza totale assorbita dal televisore è di 330 W.

Convergenza

Si è visto che nel cinescopio tricolore tipo shadow mask è indispensabile una perfetta convergenza dei tre pennelli (in corrispondenza dei fori della maschera) in ogni posizione di deflessione.

Però, a causa di un comune giogo di deflessione per i tre cannoni situati ad una certa distanza fra loro, occorre introdurre una correzione all'azione di deflessione, su ciascun cannone.

Tale correzione statica viene effettuata mediante un campo magnetico costante.

Un secondo genere di correzione, dinamica, viene effettuato da campi magnetici variabili, sincronizzati coi segnali di deflessione. Tali campi magnetici variabili sono applicati ai pennelli elettronici mediante bobinette a nucleo pure magnetico, collocate attorno al collo del cinescopio, immediatamente dietro il giogo di deflessione.

I tre cannoni sono già montati inizialmente in modo da convergere correttamente i pennelli non deflessi, al centro dello schermo.

A causa però delle inevitabili imprecisioni costruttive, si rende

necessaria una certa correzione statica, mediante magnetini spostabili producenti un campo magnetico fra le espansioni polari delle bobinette sopra citate.

Mediante questa azione i tre pennelli possono venire spostati radialmente; inoltre un pennello (il blu) può venire spostato anche lateralmente (mediante un apposito magnetino separato), onde perfezionare l'operazione di convergenza statica.

L'azione di spostamento dei tre pennelli equidistanti dal centro elettrico di deflessione provoca la formazione di tre *raster* separati, non coincidenti.

Un'opportuna forma d'onda delle correnti eccitanti le bobinette di correzione dinamica delle convergenze annulla le differenti deflessioni dei pennelli, in funzione dell'ampiezza della deflessione stessa. Tale forma d'onda è essenzialmente parabolica.

Normalmente, il grado di correzione sarà diverso, dal centro ai margini del quadro, e ciò viene raggiunto aggiungendo un'opportuna componente deviatrice alla corrente parabolica.

Il complesso di correzione magnetica consiste in tre circuiti magnetici identici, montati su una piastra isolante circolare, disposti a 120° attorno al collo del cinescopio, in immediata corrispondenza dei tre cannoni.

Il circuito magnetico è completato attraverso le espansioni polari interne al collo del cinescopio. L'influenza reciproca tra i due avvolgimenti di correzione verticale ed orizzontale, che si trovano sullo stesso nucleo magnetico delle tre bobine di correzione, è praticamente trascurabile.

Un circuito semplificato del complesso di convergenza dinamica verticale è mostrato in fig. 164.

Le correnti di convergenza sono derivate dal catodo del tubo di uscita verticale (6GF7) e da un avvolgimento ausiliario del trasformatore d'uscita verticale.

Dal circuito catodico di 6GF7 si ottengono circa 12 V picco di tensione a dente di sega.

Le caratteristiche di L ed R delle bobine magnetiche di convergenza sono tali da provocare una integrazione diretta, convertendo in forma parabolica la corrente circolante nelle bobine stesse.

A tale corrente ne viene aggiunta un'altra a dente di sega (pure trasformata in parabolica per le stesse ragioni) proveniente dall'avvolgimento ausiliario del trasformatore di uscita verticale: tale impulso a dente di sega è disponibile con polarità positiva o negativa.

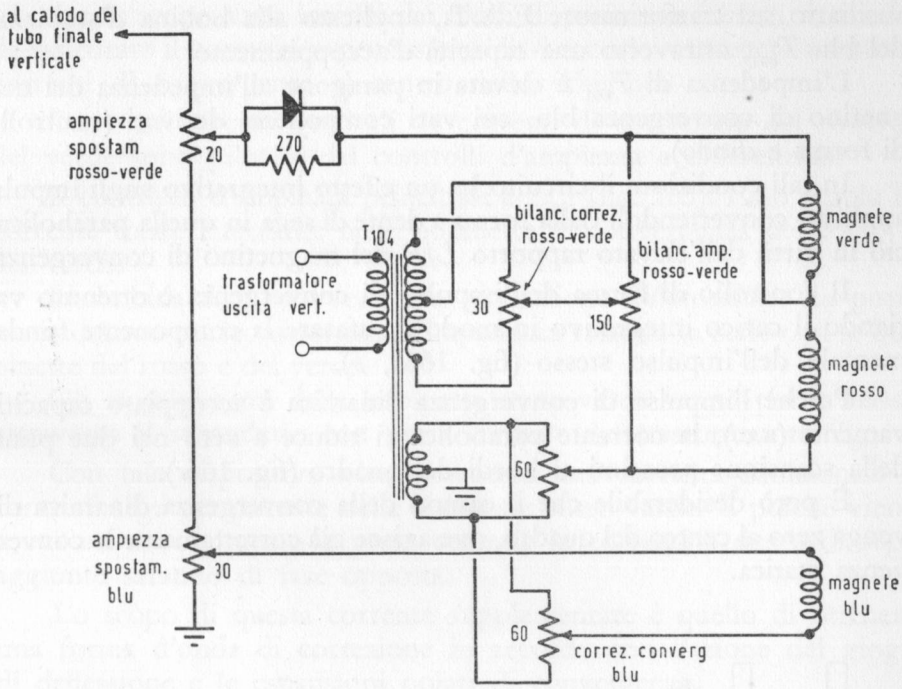


FIG. 164. Circuito per la convergenza dinamica verticale (R.C.A.-CTC15).

L'impulso complessivo di convergenza dinamica è applicato direttamente al magnetino di convergenza blu.

Per motivi di posizione geometrica simile dei cannoni *rosso* e *verde*, gli impulsi di convergenza da applicarsi ai corrispondenti magnetini devono essere uguali e regolabili simultaneamente.

Queste condizioni sono praticamente ottenibili collegando in serie fra di loro i magnetini del *rosso* e del *verde*. Il controllo delle correnti nei singoli magnetini è ottenuto applicando al loro punto di giunzione circuitale gli impulsi ausiliari opportunamente dosati.

Un'ulteriore regolazione della forma d'onda dell'impulso di convergenza rosso-verde può essere ottenuta mediante un adatto circuito a diodo e resistore, a seguito del controllo di ampiezza.

La convergenza dinamica orizzontale è mostrata nel circuito semplificato di fig. 165.

Anche in questo caso il circuito di convergenza blu è alimentato direttamente da un impulso positivo ottenuto da un avvolgimento

ausiliario sul trasformatore E.A.T., applicato alla bobina d'ampiezza del blu T_{801}, attraverso una capacità d'accoppiamento.

L'impedenza di T_{801} è elevata in paragone all'impedenza del magnetino di convergenza blu, coi vari componenti derivati (controllo di forma e diodo).

In tali condizioni il circuito ha un effetto integrativo sugli impulsi applicati convertendoli dalla forma a dente di sega in quella parabolica; ciò in virtù dell'elevato rapporto L/R del magnetino di convergenza.

Il controllo di forma dell'impulso di convergenza è ottenuto variando il carico integrativo in modo da sfasare la componente fondamentale dell'impulso stesso (fig. 166*a*, *b*).

Poichè l'impulso di convergenza dinamica è accoppiato capacitivamente (a.c.), la corrente parabolica si riduce a zero nei due punti della scansione prossimi ai bordi del quadro (fig. 166*c*).

È però desiderabile che il campo della convergenza dinamica divenga zero al centro del quadro, ove agisce già correttamente la convergenza statica.

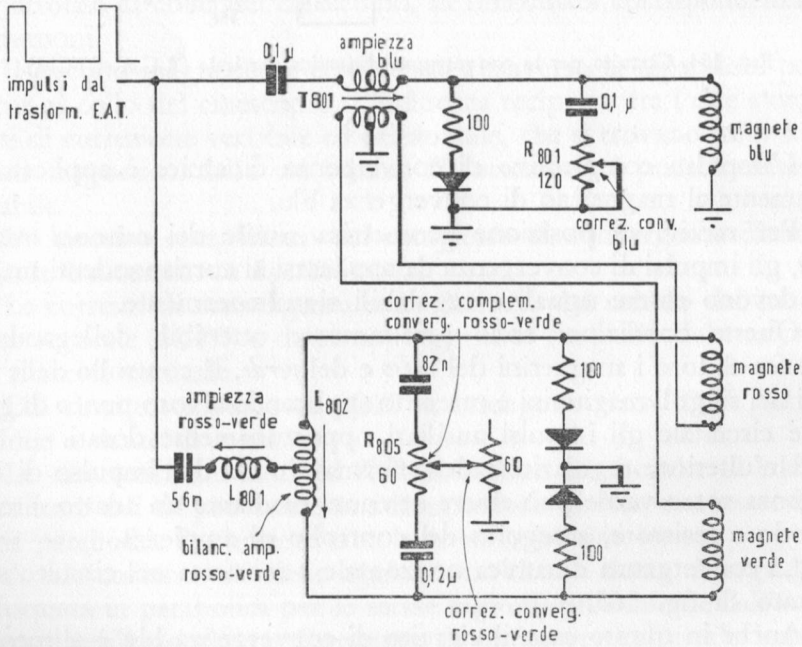


Fig. 165. Circuito per la convergenza dinamica orizzontale (R.C.A.-CTC15).

A tale scopo sono inseriti dei diodi di posizione (*clamp*), in modo da assicurare il necessario spostamento in c.c. onde mantenere a zero le correnti di convergenza al centro dello schermo.

Come nei circuiti verticali, le correnti di correzione del rosso e del verde sono pilotate dai controlli d'ampiezza e differenziali.

Il controllo d'ampiezza principale è L_{801} (fig. 165). Esso regola la corrente totale circolante nelle bobinette di convergenza del rosso e del verde.

La bobina L_{802} provvede alla regolazione differenziale. La posizione del suo nucleo determina l'impedenza relativa in serie con le bobinette del rosso e del verde.

Gli avvolgimenti delle bobinette rosso-verde vanno poi a massa attraverso il secondario con presa centrale del trasformatore T_{801}.

Con tale dispositivo viene immessa una corrente addizionale a dente di sega permanente nelle bobinette rosso-verde. E poichè viene usato un avvolgimento a presa centrale le correnti a dente di sega aggiunte saranno di fase opposta.

Lo scopo di questa corrente supplementare è quello di ottenere una forma d'onda di correzione in accordo con l'azione del giogo di deflessione e le espansioni polari di convergenza.

Purezza

Qualsiasi campo magnetico disturbante, quale ad esempio il campo terrestre, modifica le traiettorie prefissate degli elettroni dei 3 pennelli del cinescopio.

Tale effetto è di trascurabile importanza in un televisore in bianco-nero (leggero decentramento di posizione del quadro); e comunque viene corretto mediante magnetini di centraggio.

Il cinescopio tricromico viene invece influenzato molto più gravemente.

Oltre allo spostamento del quadro, il campo terrestre può provocare mutamenti di colore, qualora il televisore venga ruotato intorno ad un'asse verticale, a causa della mancata corretta convergenza dei pennelli sui rispettivi elementi fosforici tricromici.

Tale effetto è generalmente chiamato deriva di purezza (*purity shift*).

Se si vuole ottenere un raster rosso puro, il pennello elettronico

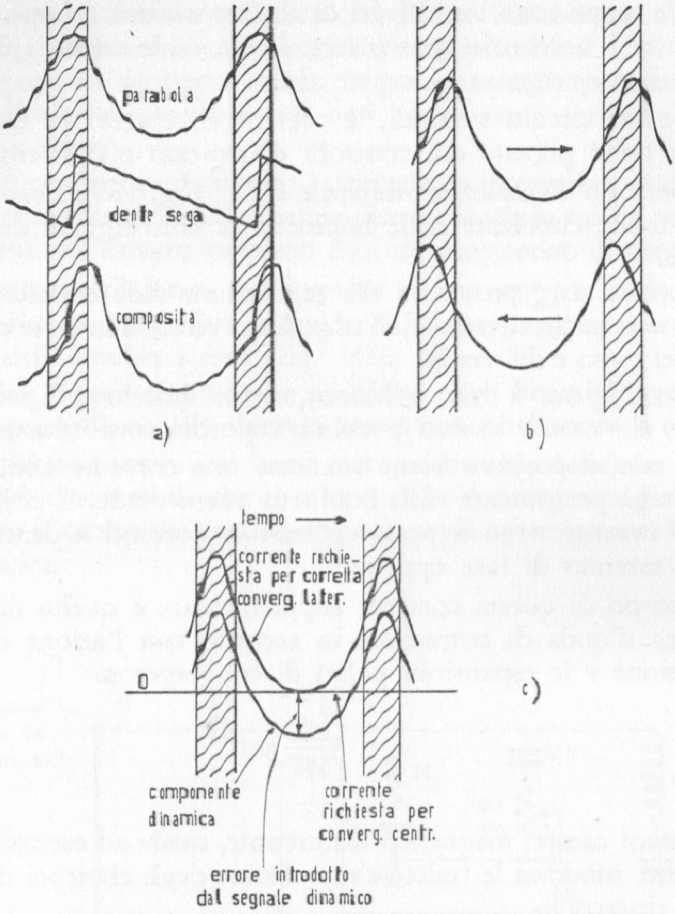


FIG. 166. Forme d'onda delle correnti di convergenza dinamica (R.C.A.-CTC15). *a*) Forme d'onda con correzione D.S. *b*) Correzione ottenuta per sfasamento. *c*) Effetto dell'introduzione del segnale dinamico.

rosso dovrà colpire unicamente gli elementi rossi delle terne di fosfori dello schermo.

Questo requisito si ottiene solo a condizione che gli elettroni attraversino i fori della maschera schermante (shadow mask) secondo la corretta angolazione.

Nell'intento di accordare una certa tolleranza a questa angolazione, il pennello viene ridotto, attraverso il foro della maschera, ad un diametro inferiore a quello del punto fosforico da colpire.

Per questa ragione, il diametro dei fori della maschera varia verso i bordi (diametro minore), in modo da ottenere una maggior tolleranza rispetto alla zona centrale.

Il cinescopio è costruito in modo che una retta tracciata dal centro di ogni elemento fosforico attraverso il foro corrispondente della maschera passi in un punto centrale del piano di deflessione (centro cromatico).

Vi sono tre centri cromatici del piano di deflessione: uno per ogni colore primario.

Ne consegue che un elettrone uscito dal cannone deve passare attraverso il suo centro cromatico: per ottenere ciò, la posizione del giogo di deflessione deve essere tale che il piano di deflessione coincida col piano contenente i tre centri cromatici.

In tali condizioni la traiettoria dell'elettrone passerà attraverso i fori della maschera sotto angoli corretti. L'azione disturbante del campo terrestre, modificando l'angolo d'incontro del pennello con la maschera, provoca uno spostamento del punto di collisione coll'elemento fosforico corrispondente, con un debordamento su elementi adiacenti di colore diverso e contaminazione della purezza del colore voluto.

Si è già visto che il campo terrestre può considerarsi in termini delle sue componenti verticale e orizzontale.

L'intensità della componente verticale è essenzialmente costante entro tutto il territorio nazionale ed una certa correzione fissa può prevedersi in sede costruttiva.

La componente orizzontale invece provocherà degli errori nell'angolo d'incidenza del pennello in relazione all'angolo esistente fra l'asse del cinescopio e la direzione del campo terrestre orizzontale.

Tale errore può essere corretto mediante il magnetino di purezza montato sul collo del cinescopio e mediante la smagnetizzazione (degaussing).

Il magnete di purezza produce un campo trasversale in un piano perpendicolare all'asse del cinescopio, piegando i pennelli elettronici in modo da farli passare attraverso i loro centri cromatici.

Tale campo è regolabile sia in intensità che in direzione, e le regolazioni devono essere fatte con le esistenti posizioni relative del televisore col campo terrestre.

L'azione del magnete di purezza corregge anche lievi errori di allineamento costruttivo dei tre cannoni.

Una parziale correzione degli effetti del campo terrestre si può

ottenere anche eliminando il magnetismo indotto nei componenti ferrosi del cinescopio, dei suoi supporti e del telaio circuitale.

Come già considerato in precedenza, ciò si ottiene con l'operazione di smagnetizzazione (degaussing), che consiste nell'applicazione di un forte campo magnetico in c.a. mediante una bobina priva di nucleo magnetico e rimuovendo lentamente e gradualmente tale campo.

Al termine di questa operazione gli organi ferrosi del televisore e del cinescopio restano magnetizzati con una polarità che tende a cancellare l'effetto del campo terrestre.

Scala dei grigi

Per ottenere una buona immagine a colori o in bianco-nero, il televisore deve avere un ottimo comportamento nella scala dei grigi.

Questo requisito si può ottenere a condizione che i rapporti di emissione luminosa fra il rosso, il verde ed il blu si mantengano costanti a tutti i livelli di luminosità.

Per ogni singolo cinescopio, il rapporto necessario fra le correnti dei tre pennelli per ottenere il bianco deve rimanere costante per tutte le posizioni del controllo di brillanza.

Nello chassis CTC15 il sistema adottato per ottenere tale equilibrio dei colori permette una facile messa a punto e regolazione.

Anzitutto è possibile regolare i tre pennelli all'interdizione, alla medesima tensione di polarizzazione.

Nello schema di fig. 167 è illustrato il circuito per l'ottenimento del bianco mediante il bilanciamento dei tre pennelli cromatici. Un interruttore ausiliario di servizio, collocato nella parte posteriore del telaio, permette la regolazione della interdizione del cinescopio.

Nella posizione « servizio » viene rimossa l'eccitazione video dei 3 cannoni, e poichè in queste condizioni nessuna corrente circola attraverso i potenziometri di regolazione del blu e del verde, non vi è di conseguenza alcuna tensione ai capi di tali potenziometri.

D'altronde i 3 catodi del cinescopio hanno lo stesso potenziometro c.c. di riferimento, corrispondente al livello nero.

La polarizzazione delle 3 griglie di controllo dipende dalle rispettive correnti anodiche degli amplificatori di differenza di colore.

In assenza di eccitazione cromatica, le tre tensioni di griglia saranno praticamente le stesse, dato che i tre amplificatori usano tubi dello stesso tipo, nelle stesse condizioni di alimentazione c.c.

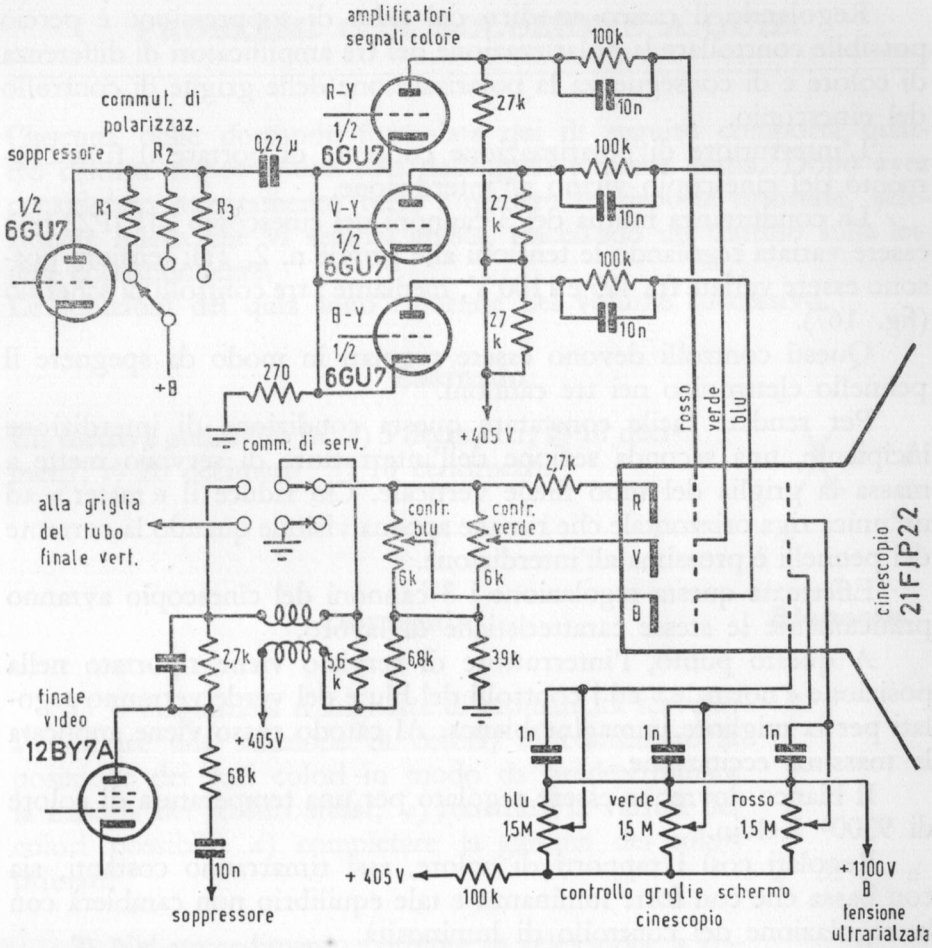


FIG. 167. Circuiti per il controllo e bilanciamento dei colori (bianco) sullo schermo del cinescopio (R.C.A.-CTC15).

Durante gli intervalli di ritorno, viene applicato un impulso di soppressione al collegamento comune ai 3 catodi dei tubi degli amplificatori di differenza di colore. Ne deriva una corrente di griglia che provoca una polarizzazione c.c. nel circuito *R-C* interessato, avente una lunga costante di tempo.

L'entità della tensione di polarizzazione così generata dipende dall'ampiezza dell'impulso di soppressione.

Regolando il carico anodico del tubo di soppressione è perciò possibile controllare la polarizzazione dei tre amplificatori di differenza di colore e di conseguenza la polarizzazione delle griglie di controllo del cinescopio.

L'interruttore di polarizzazione consente di portare il funzionamento del cinescopio vicino all'interdizione.

La conduttanza mutua dei 3 cannoni nel cinescopio 21FJP22 può essere variata regolando le tensioni alle griglie n. 2. Tali tensioni possono essere variate fra 405 e 1100 V, mediante i tre controlli di schermo (fig. 167).

Questi controlli devono essere regolati in modo da spegnere il pennello elettronico nei tre cannoni.

Per rendere facile constatare questa condizione di interdizione incipiente, una seconda sezione dell'interruttore di servizio mette a massa la griglia del tubo finale verticale. Ciò riduce il « raster » ad un'unica riga orizzontale che rimane appena visibile quando la corrente dei pennelli è prossima all'interdizione.

Effettuata questa regolazione i 3 cannoni del cinescopio avranno praticamente le stesse caratteristiche di lavoro.

A questo punto, l'interruttore di servizio viene riportato nella posizione « normale » ed i controlli del blu e del verde verranno regolati per la migliore immagine bianca. Al catodo rosso viene applicata la massima eccitazione.

Il bianco dovrebbe essere regolato per una temperatura di colore di 9300° Kelvin.

Regolati così i rapporti di colore, essi rimarranno costanti, sia con bassa che con forte luminanza e tale equilibrio non cambierà con la regolazione del controllo di luminosità.

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* ~~*b*~~ *c* *d*

Domanda **Risposta**

1) Il diagramma triangolare di cromaticità serve a: *a*) operare una selezione di colori; *b*) coordinare la posizione dei vari colori in modo da predeterminare la miscela dei colori stessi; *c*) mostrare la varietà dei colori possibili; *d*) completare la gamma dei colori primari. *a* *b* *c* *d*

2) Nel procedimento corrente di televisione a colori viene adottato il processo: *a*) sottrattivo; *b*) sequenziale di quadro; *c*) sequenziale di riga; *d*) addittivo. *a* *b* *c* *d*

3) Nel procedimento corrente di televisione a colori, è possibile trasmettere tutta l'informazione cromatica entro la stessa larghezza di banda video del bianco-nero perchè: *a*) la banda cromatica è più ristretta; *b*) la banda cromatica è interposta nella banda di luminanza entro gli spazi fra le armoniche della frequenza di riga; *c*) le bande laterali della sottoportante di colore sono simmetriche; *d*) la sottoportante di colore ha una frequenza inferiore ai 5 MHz. *a* *b* *c* *d*

4) L'informazione cromatica di un'immagine a colori viene trasmessa: *a*) sovrapponendo i tre segnali rosso, verde, blu; *b*) mescolando elettricamente il segnale di luminanza con uno dei tre segnali di crominanza; *c*) modulando una sottoportante la cui frequenza è interposta nello spettro di luminanza; *d*) modulando una sottoportante di colore la cui frequenza dista 5 MHz dalla portante video principale. *a b c d*

5) La frequenza della sottoportante di colore è: *a*) 3,5 MHz; *b*) 4,5 MHz; *c*) 5 MHz; *d*) 4,43 MHz. *a b c d*

6) Nella trasmissione della televisione a colori è sufficiente trasmettere le informazioni $(B-Y)$ e $(R-Y)$ perchè: *a*) la terza informazione è automaticamente inclusa nel segnale di luminanza Y; *b*) la terza informazione $(V-Y)$ è cromaticamente superflua; *c*) la demodulazione fornisce la terza informazione $(V-Y)$; *d*) i colori dell'immagine possono essere riprodotti coi due soli primari. *a b c d*

7) Il segnale di luminanza Y è composto dalla miscela dei tre colori primari nelle proporzioni: *a*) 10% rosso; 30% verde; 60% blu; *b*) 30% rosso; 50% verde; 20% blu; *c*) 30% rosso; 59% verde; 11% blu; *d*) 20% rosso; 59% verde; 21% blu. *a b c d*

8) Il segnale di luminanza Y serve: *a*) unicamente a trasmettere l'immagine compatibile in bianco-nero; *b*) a trasmettere anche una parte dell'informazione di crominanza; *c*) a provvedere al contrasto dei colori; *d*) a conferire brillantezza all'immagine. *a b c d*

9) L'informazione di crominanza contenuta nel segnale video composto viene trasmessa: *a*) nella banda di frequenze alte dello spettro video 0÷5 MHz; *b*) nella banda di frequenze video 0 ÷ 600 kHz; *c*) nella banda video parzialmente soppressa (vestigiale); *d*) mediante il burst. *a b c d*

10) Il segnale burst viene usato per: *a*) pilotare i demodulatori di crominanza nel ricevitore; *b*) controllare la frequenza e la fase dell'oscillatore a 4,43 MHz del ricevitore; *c*) sincronizzare l'oscillatore orizzontale a 15625 Hz; *d*) separare i segnali di crominanza a 4,43 MHz dal segnale di luminanza. *a b c d*

11) Nel sistema NTSC, basato sulla trasmissione dei tre colori primari, la totale riproduzione dei colori viene effettuata nelle aree dell'immagine corrispondenti a segnali video: *a*) compresi fra 0 e 600 kHz; *b*) compresi fra 0 e 1,5 MHz; *c*) compresi fra 0 e 5 MHz; *d*) a 4,43 MHz $\pm$ 600 kHz. *a b c d*

12) La diminuzione della frequenza della sottoportante di colore (4,43 MHz) porterebbe a: *a*) un aumento della risoluzione cromatica, ma con un aumento della visibilità del battimento della sottoportante stessa; *b*) un aumento della risoluzione cromatica, ma con una diminuzione del battimento sottoportante; *c*) una diminuzione della risoluzione cromatica; *d*) un aumento d'interferenza col segnale audio. *a b c d*

13) Durante la trasmissione di un segnale di crominanza giallo totalmente saturato, il segnale E_B sulla griglia blu del cinescopio tricromico è: *a*) al livello di soppressione; *b*) al massimo livello; *c*) all'11% del picco del segnale bianco; *d*) all'89% del picco del segnale bianco. *a b c d*

14) Gli assi di demodulazione usati nei televisori NTSC: *a*) devono essere in quadratura fra di loro; *b*) devono avere la stessa fase rispetto al burst dei segnali I e Q; *c*) devono essere in fase coi segnali $B-Y$ e $R-Y$; *d*) non sono necessariamente in quadratura di fase. *a b c d*

15) Il segnale di crominanza, sotto forma di bande laterali della sottoportante di colore, viene separato dal

segnale video composito: *a*) nel secondo amplificatore di luminanza; *b*) nell'amplificatore del burst; *c*) nell'amplificatore passabanda; *d*) nel separatore di sincro. *a b c d*

16) In un televisore a colori, durante la ricezione di un programma normale in bianco-nero: *a*) l'immagine in bianco-nero viene completata attraverso il circuito di crominanza; *b*) il circuito di crominanza viene bloccato; *c*) l'oscillatore di sottoportante viene bloccato; *d*) l'amplificatore del burst viene interdetto. *a b c d*

17) In un televisore a colori la funzione del soppressore di colore (color killer) è: *a*) di sopprimere il colore durante forti disturbi; *b*) di sopprimere il colore quando si preferisce un'immagine in bianco-nero; *c*) di bloccare i circuiti di crominanza durante le trasmissioni in bianco-nero; *d*) di bloccare i circuiti di crominanza quando i colori sono errati. *a b c d*

18) In un televisore a colori NTSC esiste una « linea di ritardo », la quale è inserita: *a*) nel circuito video di luminanza; *b*) nel circuito video di crominanza; *c*) nell'amplificatore del busrt; *d*) nell'amplificatore passabanda. *a b c d*

19) La « linea di ritardo » esistente in un televisore a colori NTSC introduce un ritardo di: *a*) 56 microsecondi; *b*) 64 microsecondi; *c*) 6 microsecondi; *d*) 18 microsecondi. *a b c d*

20) In un televisore a colori, la componente continua viene mantenuta o reinserita: *a*) nella sola sezione di luminanza; *b*) nella sola sezione di crominanza; *c*) in nessuna delle sezioni di luminanza e crominanza; *d*) in entrambe le sezioni di luminanza e crominanza. *a b c d*

Soluzione dei quiz del 2° gruppo di lezioni

Numero della domanda	Risposta esatta	Numero della domanda	Risposta esatta
1	*c*	11	*c*
2	*b*	12	*c*
3	*c*	13	*c*
4	*a*	14	*a*
5	*b*	15	*b*
6	*d*	16	*c*
7	*b*	17	*d*
8	*a*	18	*a*
9	*d*	19	*d*
10	*b*	20	*b*

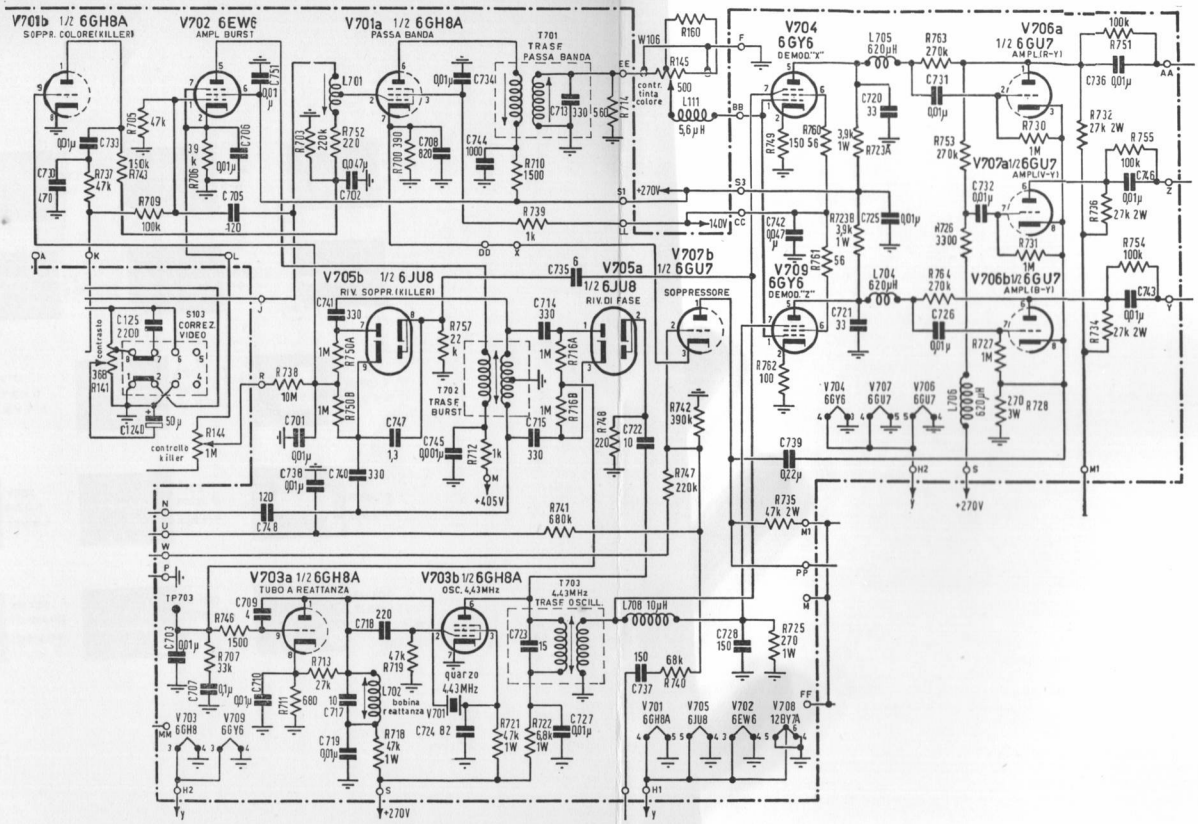
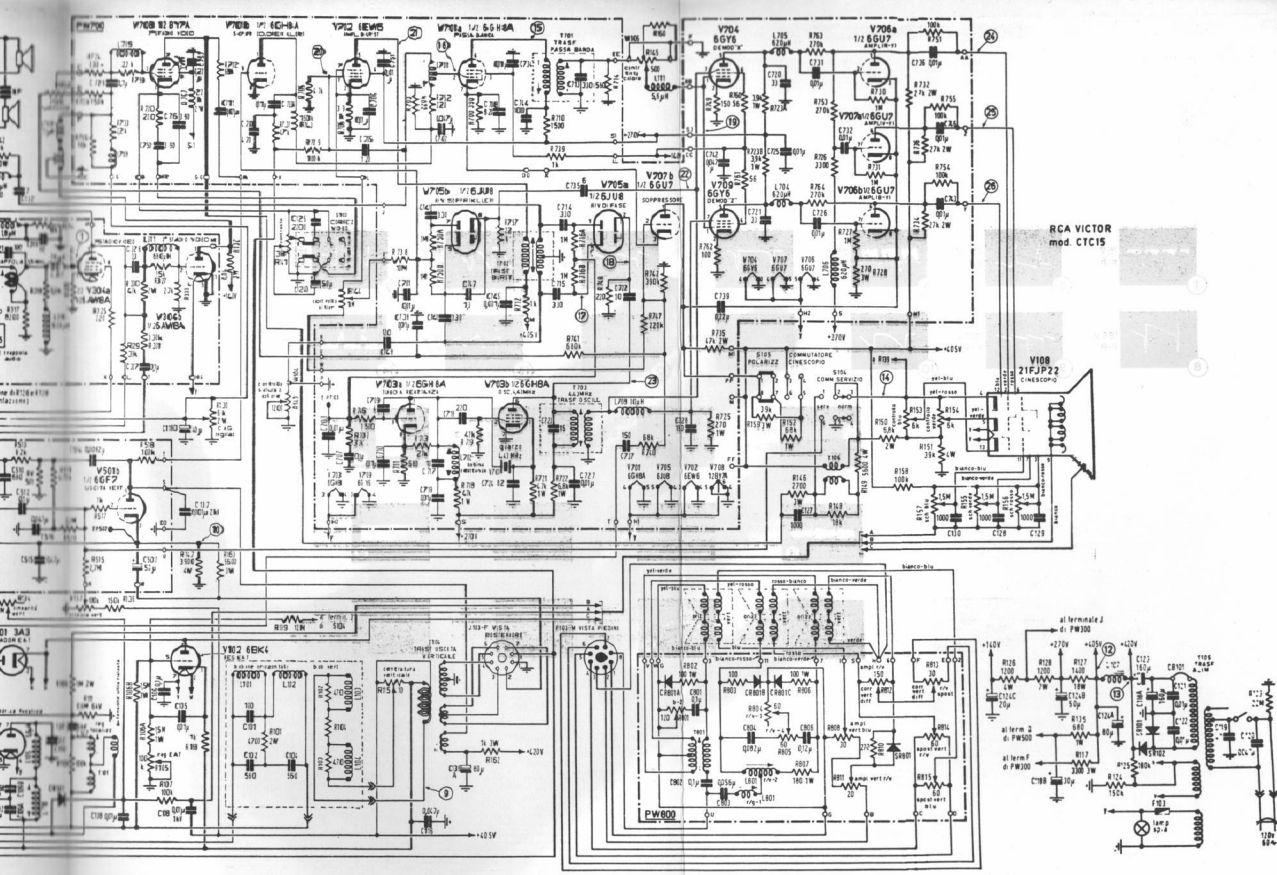
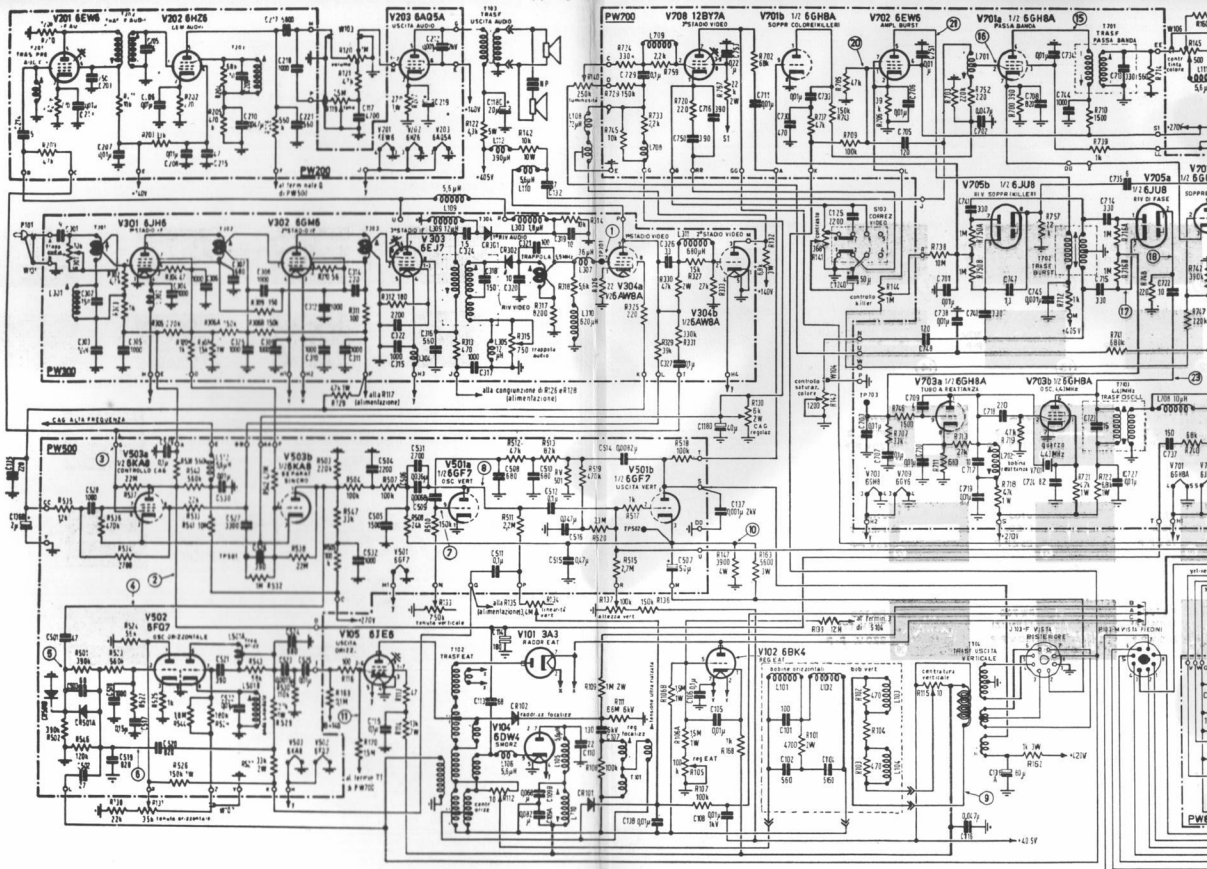


Fig. 154 *b*. Circuito del demodulatore di crominanza (PW700 R.C.A. - CTC15).

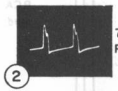


Schema circuitale del televisore a colori R.C.A. CTC15



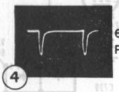
Schema circuitale del televisore a colori R.C.A. CTC15

1 — 15 V. P-P

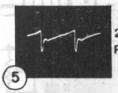


2 — 750 V. P-P

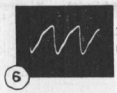
3 — 25 V. P-P



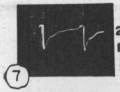
4 — 60 V. P-P



5 — 20 V. P-P



6 — 36 V. P-P



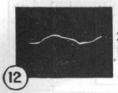
7 — 200 V. P-P

8 — 186 V. P-P

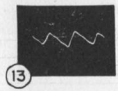
9 — 100 V. P-P

10 — 12 V. P-P

11 — 210 V. P-P



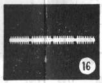
12 — 3 V. P-P



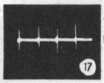
13 — 30 V. P-P

14 — 100 V. P-P

15 — V701 PIED. 6 120 V. P-P



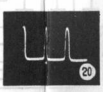
16 — V701 PIED. 2 18 V. P-P



17 — V705 PIED. 3 120 V. P-P

18 — V705 PIED. 2 20 V. P-P

19 — V709 PIED. 1 120 V. P-P

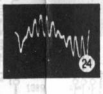


20 — V702 PIED. 1 75 V. P-P

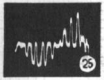
21 — V702 PIED. 5 25 V. P-P

22 — V709 PIED. 7 25 V. P-P

23 — V703 PIED. 6 75 V. P-P

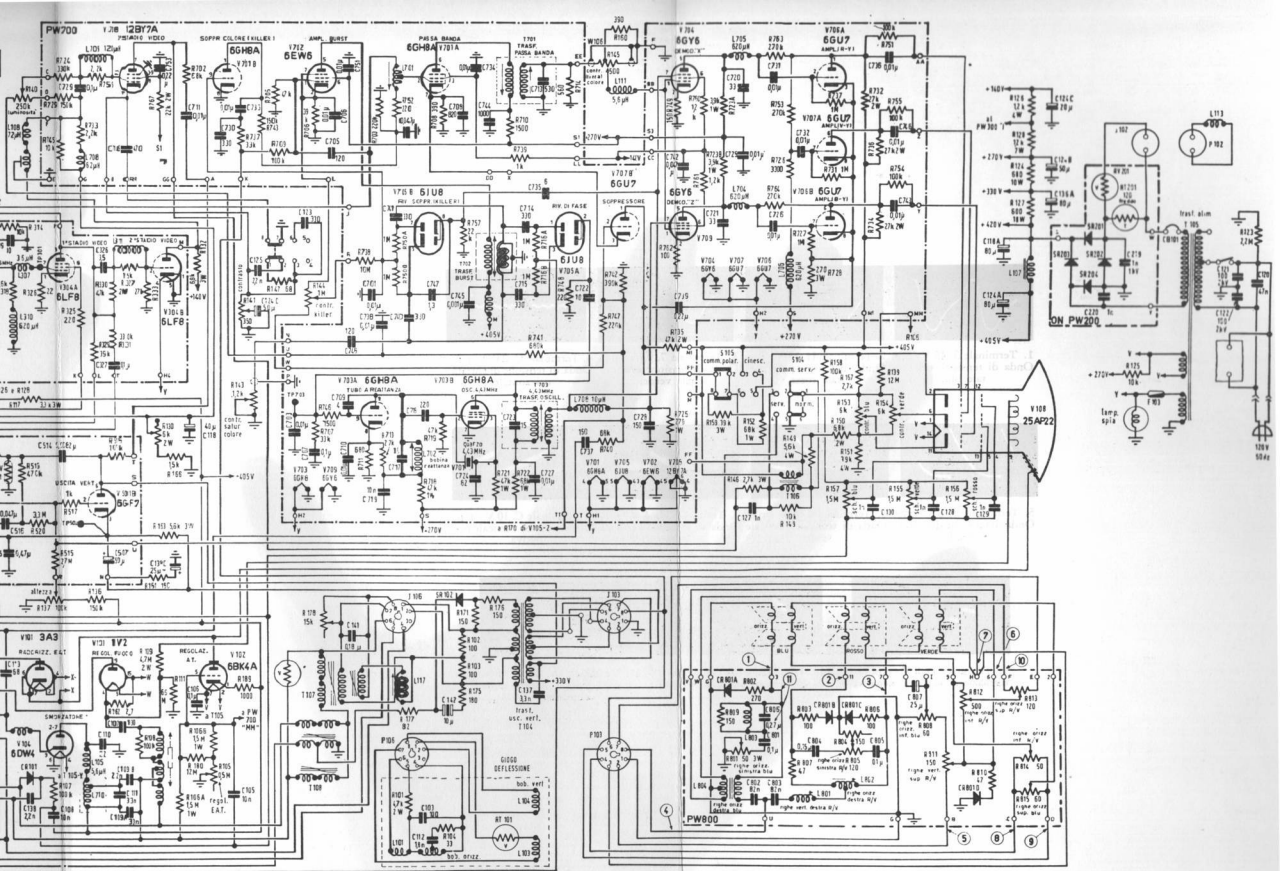


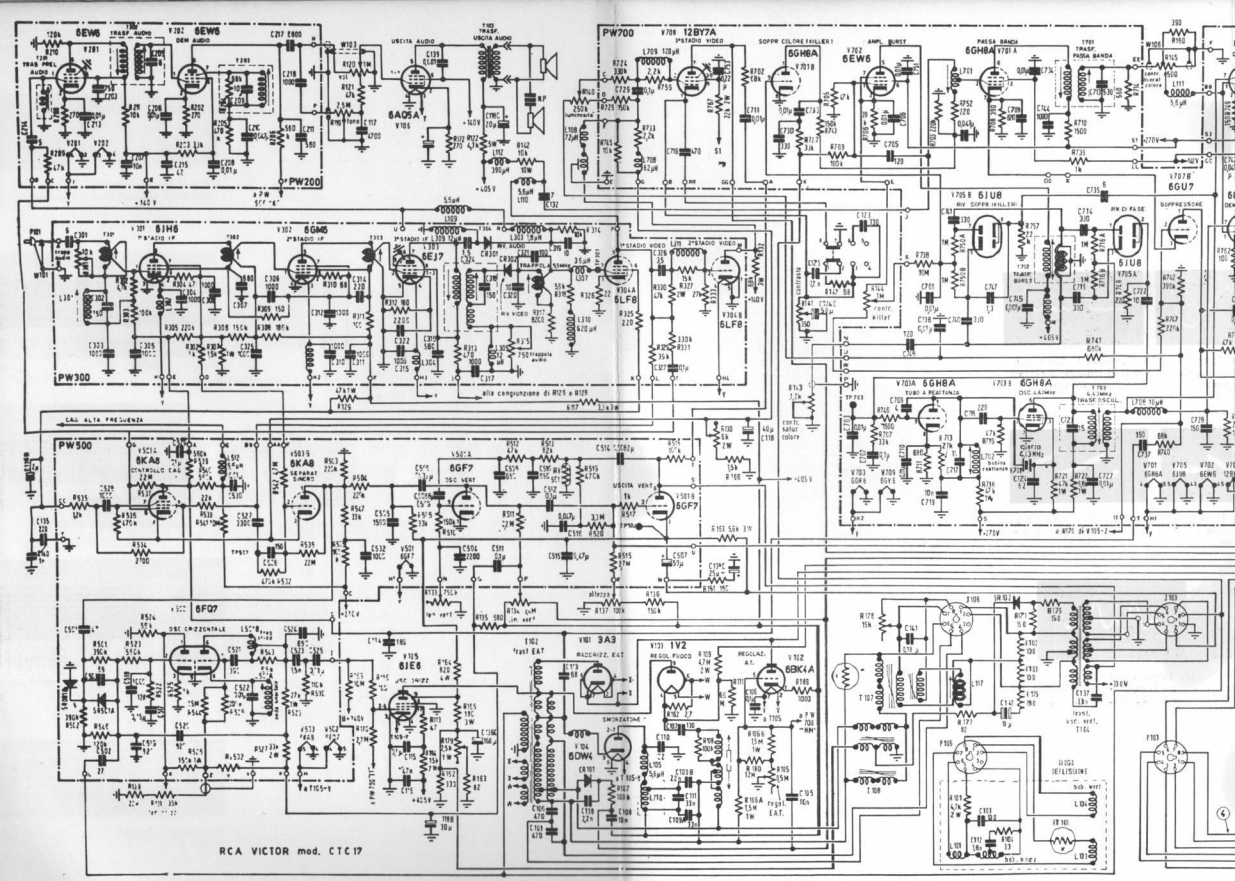
24 — PW700 TERM. (AA) 200 V. P-P



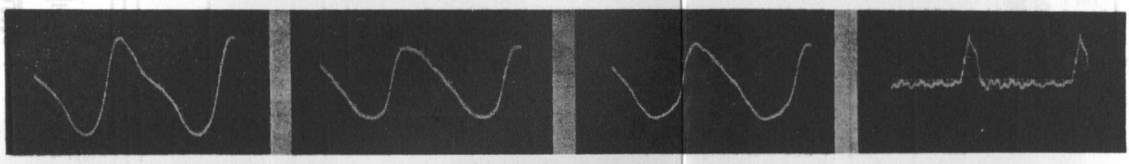
25 — PW700 TERM. (Z) 150 V. P-P

26 — PW700 TERM. (Y) 220 V. P-P


PW700
V708 12BY7A
PREAMPL. VIDEO
SOPPR. COLORE E KILLER I
V712 6EW6
AMPL. BURST
PASSA BANDA
V701A 6GH8A
V701 TRASF. PASSA BANDA
V704 6GV6
DEMOD. "X"
V706A 6GU7
AMPLIF. R-Y I
V707A 6GU7
AMPLIF. G-Y I
V708A 6GU7
AMPLIF. B-Y I
V707B 6GU7
AMPLIF. G-Y II
V708B 6GU7
AMPLIF. B-Y II
V706B 6GU7
AMPLIF. R-Y II
V703 6GV6
DEMOD. "Z"
V705 6GU7
V704 6GH6
V702 6GU7
V701 6GH6A
V705A 6GU8
V706A 6GU8
V707A 6GU8
V708A 6GU8
V708B 6GU8
V703A 6GH8A
TUBO A PENTODO
V703B 6GH8A
OSC. A LIMITE
V704 6LF8
V304A 6LF8
V304B 6LF8
V301B 6GF7
V101 3A3
RADDRIZZ. REAT
V121 1V2
REGOL. FUOCO
REGOLAZ. A.T.
V102 6BK4A
V101 6DW4
SMORZATORE
V106 6EW6
V107 6EW6
V108 6EW6
V109 6EW6
V110 6EW6
V111 6EW6
V112 6EW6
V113 6EW6
V114 6EW6
V115 6EW6
V116 6EW6
V117 6EW6
V118 6EW6
V119 6EW6
V120 6EW6
V121 6EW6
V122 6EW6
V123 6EW6
V124 6EW6
V125 6EW6



Schema circuitale del televisore a colori R.C.A. CTC17

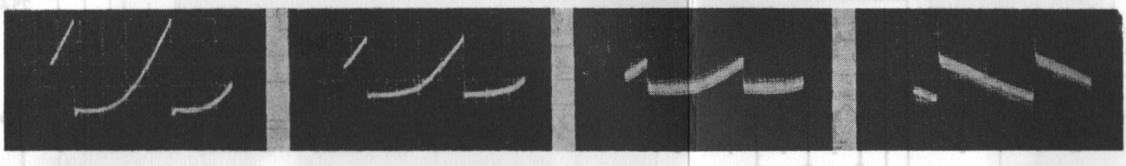


1. Terminale 3. 45 V - p.p. Onda di tensione orizzontale blu.

2. Terminale 11. 18 V - p.p. Onda di tensione orizzontale rossa.

3. Terminale 7. 15 V - p.p. Onda di tensione orizzontale verde.

4. Terminale U. 235 V - p.p Onda di tensione di entrata orizzontale.



5. Terminale B. 8 V - p.p. Onda di tensione di entrata verticale.

6. Terminale 6. 6 V - p.p. Onda di tensione verticale verde.

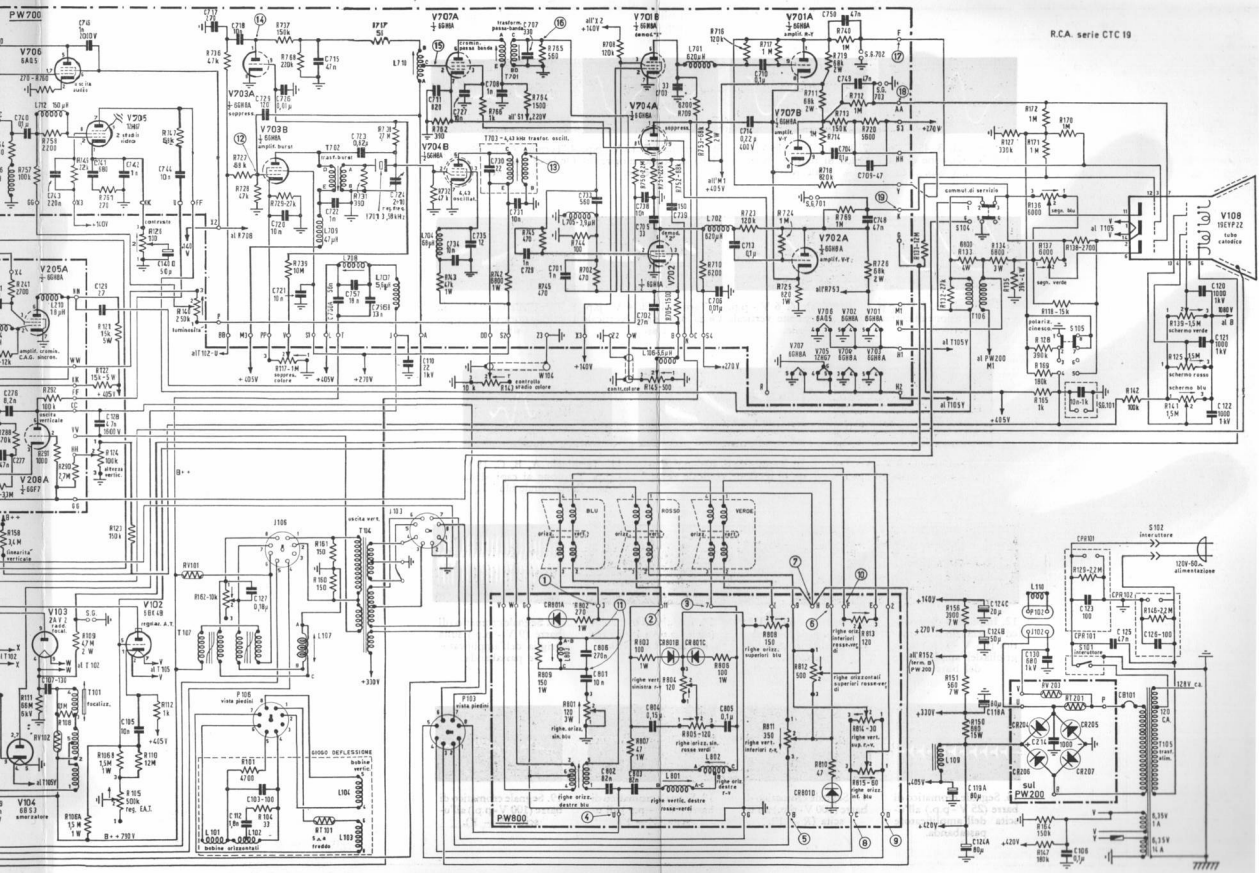
7. Terminale H. 4 V - p.p. Onda di tensione verticale rosso.

8. Terminale C. 10 V - p.p. Deformazione verticale positiva.

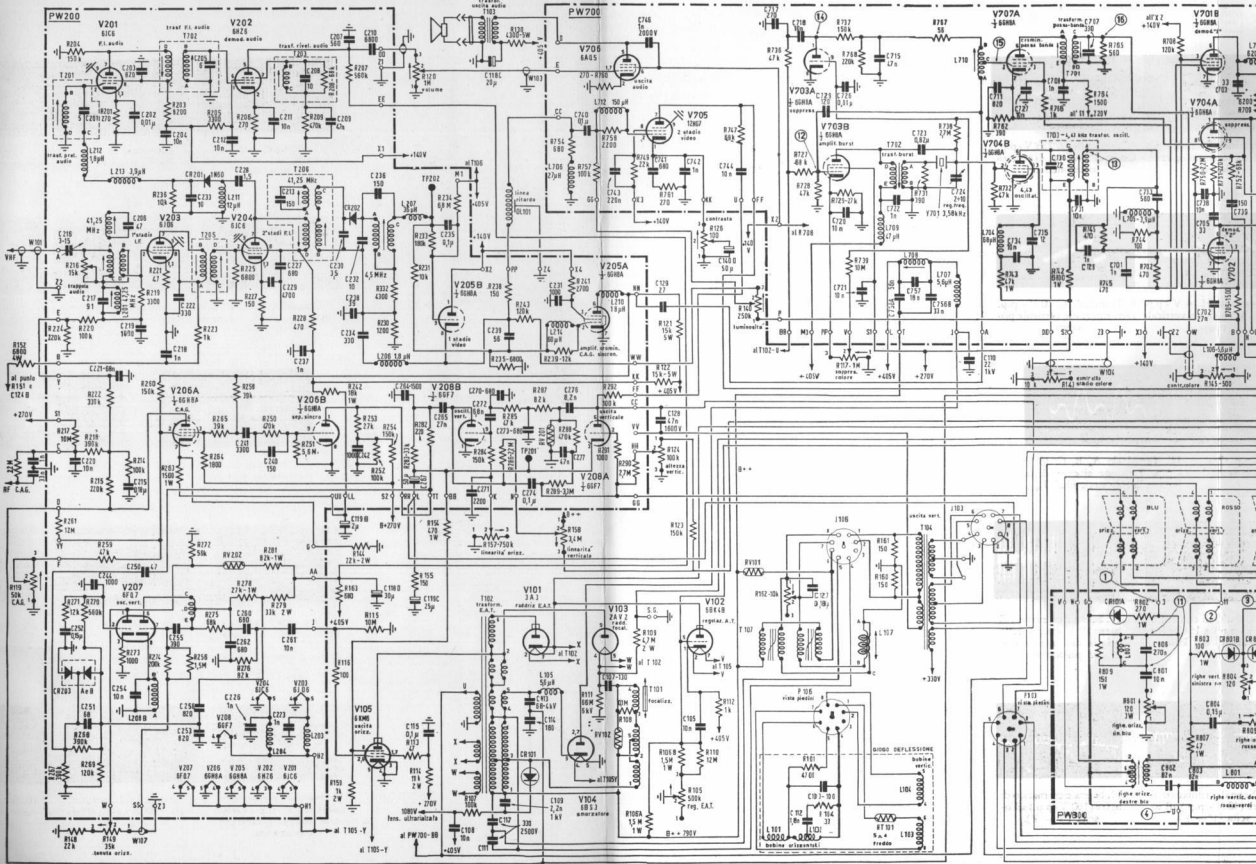
9. Terminale D. 8 V - p.p. Deformazione verticale negativa.

10. Terminale F. 10V - p.p. Onda di tensione verticale verde.

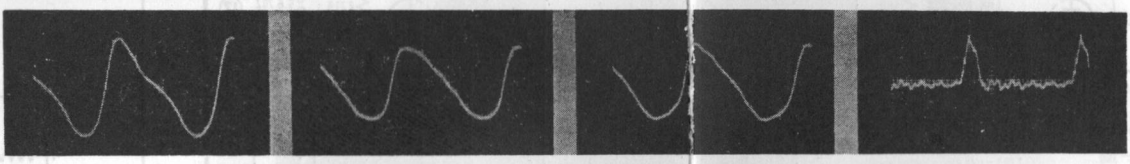
11. Terminale A, B, C. 15 V - p.p. Tensione ai capi della bobina "orizzontale blu" I-803.



Schema circuitale del televisore a colori R.C.A. CTC19



Schema circuitale del televisore a colori R.C.A. CTC19



1. Terminale 3. 45 V - p.p. Onda di tensione orizzontale blu.

2. Terminale 11. 18 V - p.p. Onda di tensione orizzontale rossa.

3. Terminale 7. 15 V - p.p. Onda di tensione orizzontale verde.

4. Terminale U. 235 V - p.p Onda di tensione di entrata orizzontale.

5. Terminale B. 8 V - p.p. Onda di tensione di entrata verticale.

6. Terminale 6. 6 V - p.p. Onda di tensione verticale verde.

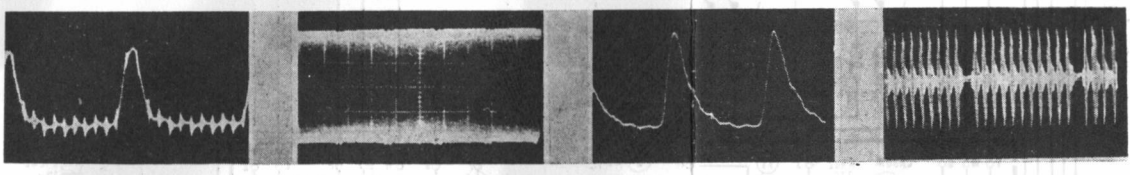
7. Terminale H. 4 V - p.p. Onda di tensione verticale rosso.

8. Terminale C. 10 V - p.p. Deformazione verticale positiva.

9. Terminale D. 8 V - p.p. Deformazione verticale negativa.

10. Terminale F. 10V - p.p. Onda di tensione verticale verde.

11. Terminale A, B, C. 15 V - p.p. Tensione ai capi della bobina "orizzontale blu" I_{803}.

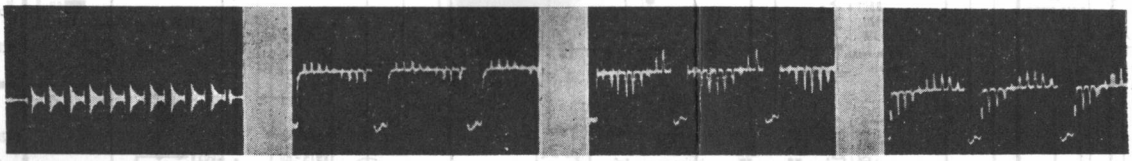


12. Impulsi di controllo ed informazione cromatica (65 V - p.p.) sulla griglia dell'amplificatore del burst.

13. Segnale a 4,43 MHz (15 V - p.p.) all'uscita dell'oscillatore di sottoportante.

14. Impulsi di controllo (80 V - p.p.) a 15625 Hz sull'anodo del killer.

15. Segnale cromatico di barre (9 V - p.p.) sulla griglia dell'amplificatore passabanda.



16. Segnale cromatico di barre (25 V - p.p.) all'uscita dell'amplificatore passabanda.

17. Segnale cromatico di barre (100 V - p.p.) all'uscita ($R - Y$).

18. Segnale cromatico di barre (40 V - p.p.) all'uscita ($V - Y$).

19. Segnale cromatico di barre (100 V - p.p.) all'uscita ($B - Y$).

EDITRICE IL ROSTRO VIA MONTE GENEROSO 6/A MILANO