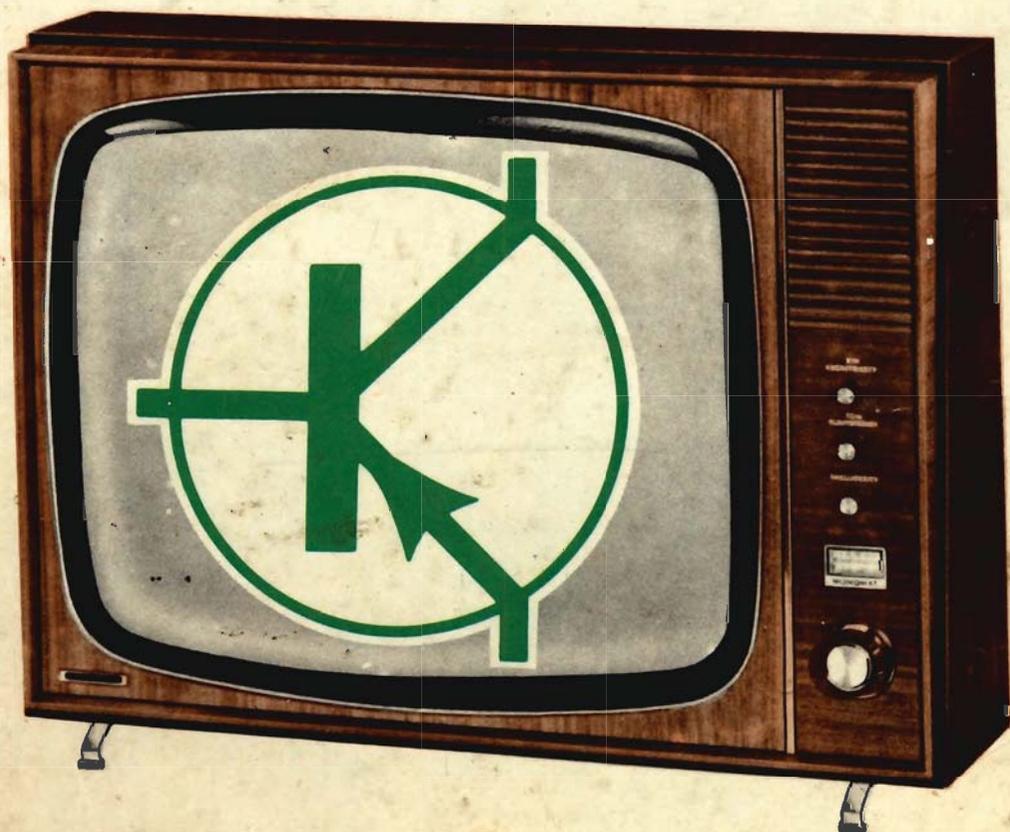


ROMANO ROSATI



EDIZIONI C. E. L. I. BOLOGNA

ROMANO ROSATI

**LA RIPARAZIONE  
DEI  
TELEVISORI  
A  
TRANSISTORI**

EDIZIONI - C. E. L. I. - BOLOGNA

---

*Proprietà letteraria ed artistica riservata*

---

---

Stampato in Italia - © 1976

Tipografia Babina - Bologna

## INDICE GENERALE

### Prefazione.

Cap. I.	- <b>Introduzione</b> . . . . .	pag.	1
	<b>1-1</b> Cenni storici . . . . .	»	1
	<b>1-2</b> Vantaggi dei televisori a transistori . . . . .	»	2
	<b>1-3</b> Industrializzazione dei televisori a transistori . . . . .	»	3
	<b>1-4</b> Tipi fondamentali di televisori a transistori . . . . .	»	4
	<b>1-5</b> I differenti standard mondiali di televisione . . . . .	»	5
	<b>1-6</b> Lo schema a blocchi di un televisore a transistori . . . . .	»	11
Cap. II.	- <b>Diodi e transistori per TV. Avvertenze sul loro impiego</b> . . . . .	pag.	12
	<b>2-1</b> Semiconduttori e transistori . . . . .	»	12
	<b>2-2</b> Cristalli . . . . .	»	15
	<b>2-3</b> Giunzioni p-n . . . . .	»	19
	<b>2-4</b> Diodo a giunzione . . . . .	»	21
	<b>2-5</b> Transistori . . . . .	»	22
	<b>2-6</b> Caratteristiche dei transistori . . . . .	»	24
	<b>2-7</b> Polarizzazione del transistoro n-p-n . . . . .	»	26
	<b>2-8</b> Guadagno del transistoro . . . . .	»	28
	<b>2-9</b> Colline di potenziale . . . . .	»	29
	<b>2-10</b> Circuiti amplificatori a transistori . . . . .	»	33
	<b>2-11</b> Transistori p-n-p . . . . .	»	35
	<b>2-12</b> Confronto con i tubi elettronici . . . . .	»	37
	<b>2-13</b> Amplificatore ad emettitore comune . . . . .	»	39
	<b>2-14</b> Amplificatore a base comune . . . . .	»	43

## VI INDICE GENERALE

2-15	Amplificatore a collettore comune . . . . .	pag.	44
2-16	Amplificatori in cascata . . . . .	»	45
2-17	Transistori di potenza . . . . .	»	51
2-18	Amplificatori in controfase . . . . .	»	53
2-19	Tipi di diodi e di transistori usati nei televisori . . . . .	»	55
2-20	Fattori dai quali dipende la durata dei transistori . . . . .	»	70
2-21	Identificazione dei terminali dei transistori . . . . .	»	73
2-22	Identificazione dei transistori . . . . .	»	75
2-23	Come si maneggiano i transistori . . . . .	»	75
2-24	Montaggio dei transistori . . . . .	»	76
2-25	Saldatura dei transistori . . . . .	»	77
2-26	Protezione dei transistori contro i transistori di tensione . . . . .	»	79
2-27	Protezione dei transistori contro i sovraccarichi di corrente . . . . .	»	80
2-28	Prove sui transistori . . . . .	»	81
2-29	Dati caratteristici dei transistori . . . . .	»	85
2-30	I circuiti stampati . . . . .	»	86
Cap. III.	- <b>Ricerca preliminare dei guasti</b> . . . . .	pag.	100
3-1	Lo schema a blocchi del televisore a transistori . . . . .	»	100
3-2	Misura del guadagno . . . . .	»	103
3-3	Apparecchiature di laboratorio per televisori a transistori . . . . .	»	108
3-4	Analisi con il monoscopio . . . . .	»	110
3-5	Ricerca preliminare dei guasti . . . . .	»	112
3-6	Come ci si accinge alla riparazione del televisore a transistori . . . . .	»	117
3-7	Regolazioni preliminari del televisore . . . . .	»	118
3-8	Individuazione della sezione difettosa del televisore . . . . .	»	120
3-9	Estrazione del telaio dal mobile . . . . .	»	122
3-10	Tensioni continue . . . . .	»	123
3-11	Correnti continue . . . . .	»	128
3-12	Forme d'onda di tensione . . . . .	»	128

	3-13	Forme d'onda di corrente . . . . .	pag. 129
	3-14	Punti di misura . . . . .	» 130
	3-15	Procedura generale per la ricerca dei guasti . . . . .	» 132
	3-16	Funzione dei circuiti . . . . .	» 134
	3-17	Antenne . . . . .	» 137
Cap. IV.	<b>- Alimentatori . . . . .</b>		<b>pag. 139</b>
	4-1	Sintomi di guasto . . . . .	» 139
	4-2	Vari tipi di alimentatori . . . . .	» 139
	4-3	Alimentazione a bassa tensione da batteria . . . . .	» 142
	4-4	Alimentatori a bassa tensione alimentati dalla rete . . . . .	» 151
	4-5	Alimentatore batteria/rete . . . . .	» 157
	4-6	Procedura generale per la ricerca dei guasti . . . . .	» 159
	4-7	I guasti nell'alimentatore . . . . .	» 163
	4-8	Analisi dei sintomi comuni di guasto nell'alimentatore . . . . .	» 164
Cap. V.	<b>- Il canale audio . . . . .</b>		<b>pag. 171</b>
	5-1	Sintomi di guasto . . . . .	» 171
	5-2	Amplificatore a FI audio a interportante . . . . .	» 172
	5-3	Circuiti rivelatori audio . . . . .	» 173
	5-4	Circuiti amplificatori ad AF . . . . .	» 175
	5-5	Procedura di riparazione per il canale audio . . . . .	» 180
	5-6	Procedura generale di individuazione dei guasti . . . . .	» 182
	5-7	Analisi dei sintomi più comuni di guasto . . . . .	» 185
Cap. VI.	<b>- Cinescopio e circuiti relativi . . . . .</b>		<b>pag. 190</b>
	6-1	Introduzione . . . . .	» 190
	6-2	Caratteristiche fisiche dei cinescopi . . . . .	» 190
	6-3	Polarizzazioni continue applicate al cinescopio . . . . .	» 193

## VIII INDICE GENERALE

6-4	Polarizzazioni magnetiche applicate al cinescopio . . . . .	pag. 197
6-5	Segnali alternati applicati al cinescopio »	198
6-6	Cinescopi che si usano nei televisori a transistori . . . . . »	206
6-7	Tentativi di riparazione del cinescopio . »	207
6-8	Riparazione nel caso di guasto del regolatore di luminosità . . . . . »	212
6-9	Riparazione nel caso di difettosa messa a fuoco . . . . . »	214
6-10	Come si monta il cinescopio . . . . . »	217
Cap. VII.	- <b>Deflessione verticale</b> . . . . .	pag. 223
7-1	Generalità . . . . . »	223
7-2	Circuiti di deflessione verticale . . . »	223
7-3	Circuiti oscillatori per la deflessione verticale . . . . . »	225
7-4	Oscillatori verticali a multivibratore . »	232
7-5	Amplificatori di uscita verticale . . . »	233
7-6	Dispositivi di linearizzazione . . . »	236
7-7	Amplificatore pilota . . . . . »	241
7-8	Accoppiamento del circuito di deflessione verticale al separatore . . . . . »	242
7-9	Riparazione dei circuiti di deflessione verticale . . . . . »	242
7-10	Analisi dei sintomi comuni di guasto nella sezione deflessione verticale . . . . . »	249
Cap. VIII.	- <b>Circuiti di deflessione orizzontale e CAF</b> . . .	pag. 264
8-1	Introduzione . . . . . »	264
8-2	Caratteristiche del circuito di deflessione orizzontale . . . . . »	265
8-3	Oscillatore orizzontale . . . . . »	266
8-4	L'amplificatore separatore . . . . . »	275
8-5	Stadio di uscita orizzontale . . . . . »	277
8-6	Circuiti di accoppiamento di uscita . . »	280
8-7	Regolazione della larghezza di immagine »	282
8-8	Diodo recuperatore . . . . . »	283
8-9	Correzione della linearità . . . . . »	284

8-10	Usò di due transistori di uscita . . . . .	pag.	286
8-11	Regolazione delle polarizzazioni . . . . .	»	286
8-12	Circuiti comparatori di impulsi - CAF . . . . .	»	287
8-13	Amplificatore di tensione continua nel circuitò CAF . . . . .	»	291
8-14	Punti di presa degli impulsi di riferi- mento . . . . .	»	293
8-15	Alimentazione a EAT e ad alta tensione	»	294
8-16	Riparazione del sistema di deflessione orizzontale . . . . .	»	298
8-17	Riparazione degli alimentatori ad alta tensione . . . . .	»	302
8-18	Procedura dettagliata di riparazione del- la sezione oscillatore orizzontale-CAF . . . . .	»	303
8-19	Analisi dei sintomi comuni di guasto nel- la sezione oscillatore orizzontale-CAF . . . . .	»	313
8-20	Procedura dettagliata di riparazione del- la sezione di uscita orizzontale ad EAT . . . . .	»	329
Cap. IX.	- <b>Circuiti separatori di sincronismi</b> . . . . .	pag.	341
9-1	Sintomi di guasto . . . . .	»	341
9-2	Funzione del separatore di sincronismi . . . . .	»	341
9-3	Separazione degli impulsi di sincronismo dall'informazione video . . . . .	»	344
9-4	Amplificazione nel separatore di sincro- nismi . . . . .	»	349
9-5	Limitazione e squadratura mediante il separatore di sincronismi . . . . .	»	350
9-6	Inversione del segnale da parte del sepa- ratore di sincronismi . . . . .	»	350
9-7	Soppressione dei disturbi da parte del separatore di sincronismi . . . . .	»	352
9-8	Separazione fra gli impulsi di sincroni- smo orizzontale e verticale . . . . .	»	352
9-9	Entrata al circuitò separatore di sincro- nismi . . . . .	»	355
9-10	Separatore di sincronismi a molti stadi . . . . .	»	358
9-11	Guasti nella sezione sincronismi - Consi- derazioni generali . . . . .	»	359

X INDICE GENERALE

9-12	Riparazione delle sezioni sincronismo orizzontale e verticale . . . . .	pag. 359
9-13	Separatore di sincronismi con invertitori di fase . . . . . »	365
9-14	Procedura generale di ricerca dei guasti »	367
9-15	Analisi dei sintomi di guasto più comuni »	369
Cap. X.	- <b>Amplificatore video e CAG</b> . . . . .	pag. 379
10-1	Introduzione . . . . . »	379
10-2	Considerazioni generali . . . . . »	380
10-3	Numero di transistori necessari . . . »	382
10-4	Stadio di entrata dell'amplificatore video »	383
10-5	Circuiti di compensazione . . . . . »	386
10-6	Stadio di uscita video . . . . . »	389
10-7	Guadagno di tensione dello stadio di uscita . . . . . »	392
10-8	Presa dei segnali di sincronismo . . . »	393
10-9	Segnali CAG prelevati sull'amplificatore video . . . . . »	395
10-10	Punti di presa per la FI audio . . . »	399
10-11	Regolazione del contrasto nell'amplificatore video . . . . . »	401
10-12	Controllo di luminosità nell'amplificatore video . . . . . »	402
10-13	Soppressione della ritraccia nell'amplificatore video . . . . . »	402
10-14	Procedura generale di riparazione della sezione rivelatore video - amplificatore video - circuito CAG . . . . . »	403
10-15	Amplificatore video . . . . . »	405
10-16	Tensioni continue nell'amplificatore video . . . . . »	407
10-17	Guasti più comuni nell'amplificatore video . . . . . »	409
10-18	Analisi dei sintomi più comuni di guasto nell'amplificatore video . . . . . »	411

10-19	Il sistema CAG . . . . .	pag.	427
10-20	Tensioni continue nei sistemi CAG . . . . .	»	432
10-21	Sintomi di guasto nel sistema CAG . . . . .	»	432
10-22	Analisi dei sintomi più comuni di guasto nel sistema CAG . . . . .	»	434
Cap. XI.	<b>- L'amplificatore a FI video e il rivelatore video</b>	pag.	443
11-1	Introduzione . . . . .	»	443
11-2	Funzione dell'amplificatore a FI video . . . . .	»	444
11-3	Guadagno necessario in un amplificatore a FI video . . . . .	»	445
11-4	Larghezza di banda dell'amplificatore a FI video . . . . .	»	446
11-5	Numero di transistori necessari . . . . .	»	447
11-6	Il transistore come amplificatore accor- dato . . . . .	»	448
11-7	Adattamento negli amplificatori accordati	»	449
11-8	Neutralizzazione negli amplificatori a FI video . . . . .	»	453
11-9	Stadi amplificatori a FI a transistori in cascata . . . . .	»	454
11-10	Polarizzazione degli stadi a FI video . . . . .	»	457
11-11	CAG negli amplificatori a FI video . . . . .	»	459
11-12	Circuiti trappola . . . . .	»	463
11-13	Rivelatori video . . . . .	»	464
11-14	Criteri generali di riparazione dell'am- plificatore a FI video . . . . .	»	465
11-15	Ricerca sistematica dei guasti nella se- zione amplificatore a FI video e rivelatore	»	467
11-16	Tensioni nei circuiti a FI video a tran- sistori . . . . .	»	473
11-17	Prove con il segnale . . . . .	»	475
11-18	Analisi dei sintomi comuni di guasto . . . . .	»	475
Cap. XII.	<b>- Il tuner (selettore di canali)</b> . . . . .	pag.	491
12-1	Introduzione . . . . .	»	491
12-2	Funzione del tuner . . . . .	»	491
12-3	Numero di transistori necessari . . . . .	»	494
12-4	Guadagno e CAG . . . . .	»	497

## XII INDICE GENERALE

12-5	Rapporto segnale-rumore . . . . .	pag. 500
12-6	Scelta dei transistori . . . . .	» 500
12-7	Amplificatore a RF per tuner e transistori . . . . .	» 501
12-8	Configurazioni circuitali con i transistori . . . . .	» 501
12-9	Transistori per amplificatori a RF . . . . .	» 501
12-10	Sistemi di polarizzazione dei transistori . . . . .	» 502
12-11	Circuito accordato di entrata dell'amplificatore a RF . . . . .	» 506
12-12	Circuito accordato di collettore dell'amplificatore a RF . . . . .	» 508
12-13	Neutralizzazione . . . . .	» 509
12-14	Controllo di guadagno . . . . .	» 512
12-15	Rumore negli amplificatori a RF a transistori . . . . .	» 515
12-16	Tuner con quattro transistori . . . . .	» 515
12-17	Il mescolatore . . . . .	» 516
12-18	Polarizzazione continua dello stadio mescolatore . . . . .	» 512
12-19	Applicazione del segnale a RF e di quello dell'oscillatore locale del mescolatore . . . . .	» 522
12-20	Circuito di uscita del mescolatore . . . . .	» 523
12-21	Oscillatore locale . . . . .	» 524
12-22	Stabilità di frequenza . . . . .	» 527
12-23	Accoppiamento fra oscillatore e mescolatore . . . . .	» 528
12-24	Circuito oscillante per UHF . . . . .	» 530
12-25	Realizzazione dei tuner UHF . . . . .	» 534
12-26	Impiego di un tuner a transistori su un televisore a valvole . . . . .	» 535
12-27	Guasti del tuner e loro sintomi . . . . .	» 536
12-28	Procedura particolareggiata di riparazione . . . . .	» 539
12-29	Sostituzione dei transistori . . . . .	» 541
12-30	Tensioni nei circuiti del tuner . . . . .	» 542
12-31	Analisi dei sintomi comuni di guasto nei tuner . . . . .	» 543
12-32	Tensioni continue nei tuner UHF . . . . .	» 563

## CAPITOLO X.

### AMPLIFICATORE VIDEO A CAG

#### 10-1. - Introduzione.

I sintomi di guasto nell'amplificatore video sono:

- 1) mancanza di immagine;
- 2) immagine debole;
- 3) barre di ronzio (solo nei televisori ibridi o con alimentazione a c.a.);
- 4) eccessivo contrasto;
- 5) audio nel video;
- 6) immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 7) immagine macchiata;
- 8) scarsa definizione (mancanza di dettaglio);
- 9) tendenza all'oscillazione parassita nell'immagine;
- 10) righe di ritraccia visibili;
- 11) mancanza di trama;
- 12) ricezione intermittente.

I sintomi di guasto nel sistema CAG sono:

- 1) immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 2) mancanza di suono, mancanza di immagine, trama normale;
- 3) immagine sovraccarica, frequentemente accompagnata da ronzio di interportante;
- 4) immagine debole;
- 5) stracciamento di immagine e modulazione di luminosità.

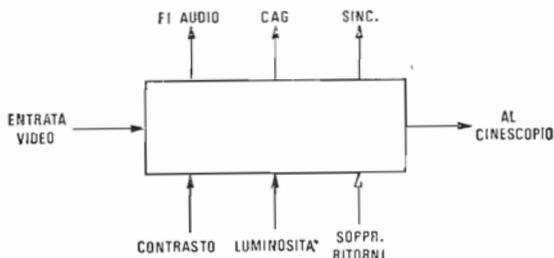


Figura 10-1. - Funzioni svolte dall'amplificatore video.

Nel presente capitolo, dopo avere descritto i vari circuiti usati nell'amplificatore video e nei sistemi CAG, analizzeremo dettagliatamente i vari sintomi di guasto e le relative procedure di riparazione.

## 10-2. - Considerazioni generali.

Il segnale a video-frequenza è paragonabile, per l'immagine, al segnale ad audio-frequenza per il suono. La banda trasmessa è molto più larga, poichè raggiunge i 5 MHz, e inoltre la modulazione comprende i segnali di sincronismo verticale e orizzontale. Occorre dunque che l'amplificatore trasmetta tutte le frequenze, dalla corrente continua fino a 5 MHz, con una attenuazione massima di 3 db.

Come abbiamo detto, la funzione principale dell'amplificatore video in un televisore è di amplificare l'uscita del rivelatore video portandola al livello necessario per pilotare il cinescopio. Nello stesso tempo, esso svolge le seguenti altre funzioni illustrate nella Fig. 10-1:

- a) riceve il segnale video dal rivelatore;
- b) lo amplifica fino a poter pilotare il cinescopio;
- c) parte del segnale video viene fornita al sistema sincronismi per sincronizzare i due sistemi di deflessione orizzontale e verticale;
- d) fornisce un segnale di CAG per l'autoregolazione del guadagno degli stadi a RF e a FI controllati;
- e) fornisce un controllo di contrasto;
- f) fornisce un controllo di luminosità;
- g) accetta gli impulsi di soppressione delle ritracce;
- h) ricava i segnali a FI audio a 5,5 MHz dal segnale video e lo passa all'amplificatore a FI audio.

Il guadagno necessario per l'amplificatore video è normalmente lo stesso per i televisori a transistori e a valvole. Per pilotare un normale cinescopio dalla polarizzazione zero (massima luminosità) all'interdizione, occorre una tensione picco-picco di circa 75 V. Gli amplificatori a FI video normalmente sono progettati per fornire una tensione di uscita video di  $1 V_{p-p}$  sul carico del rivelatore, senza che avvenga distorsione.

Evidentemente il cinescopio non deve essere pilotato fino alla tensione zero fra griglia e catodo, dato che in queste condizioni si esaurirebbe in breve tempo, ma le cifre avanti riportate servono per ricavare il guadagno approssimato necessario per l'amplificatore video. Questo deve essere in grado di prelevare il segnale video avente una larghezza di banda di vari megahertz e una tensione di circa  $1 V_{p-p}$  da un carico di rivelatore dell'ordine di  $5 k\Omega$  e amplificarlo fino ad ottenere un pilotaggio di circa  $75 V_{p-p}$  sulla resistenza di carico di uscita di circa  $5 k\Omega$  in parallelo con l'entrata del cinescopio. Ciò significa un guadagno di tensione di 75 ossia 38 db, fino a una frequenza dell'ordine dei 5 MHz.

L'amplificatore deve fornire il guadagno necessario con la minima distorsione di fase possibile. Per questa ragione e per ottenere un buon guadagno alle frequenze basse, gli stadi amplificatori video vengono frequentemente accoppiati con accoppiamento diretto.

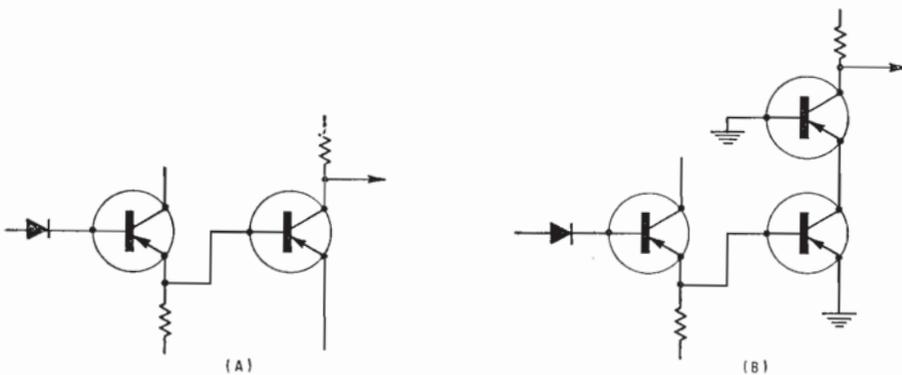


Figura 10-2. - Tipi fondamentali di amplificatori video: (A) Stadio pilota a collettore comune e stadio di uscita ad emettitore comune; (B) Stadio pilota a collettore comune e stadio di uscita a cascode di emettitore comune più base comune.

Per esempio, l'entrata dell'amplificatore è quasi sempre accoppiata direttamente al rivelatore. Ciò serve non solo a ridurre lo spostamento di fase, ma anche ad ottenere che l'amplificatore possa fornire un segnale di CAG (controllo automatico di guadagno) proporzionale all'uscita demodulata del rivelatore. L'amplificatore video amplifica un'ampia banda di frequenze che si estende fino a vari megahertz e occorre usare transistori a radiofrequenza aventi frequenza di taglio non inferiore a 20 MHz. Sono stati usati transistori a giunzione a lega, a tetrodo ecc., ma attualmente i transistori per amplificatore video tendono ad essere del tipo drift o del tipo mesa, con frequenze di taglio superiori a 100 MHz. Con questi transistori, l'ottenimento della necessaria larghezza di banda dell'amplificatore video non costituisce più un serio problema.

I primi transistori a lega, aventi un prodotto guadagno-larghezza di banda limitato a meno di 20 MHz, richiedevano un accurato progetto per ottenere le necessarie larghezze di banda.

### 10-3. - Numero di transistori necessari.

Un solo transistoro ad alto guadagno e ad alta frequenza potrebbe fornire il necessario guadagno di 38 db, ma le esigenze di impedenza di entrata e di uscita rendono difficile il progetto di un amplificatore video a transistori ad un solo stadio. Per tale ragione comunemente si impiegano due stadi di amplificazione: essi possono usare un transistoro in ciascuno stadio oppure un transistoro nel primo stadio e due nel secondo.

I tipici amplificatori video a transistori appartengono ad una delle due seguenti categorie illustrate nella Fig. 10-2:

- a) stadio pilota a collettore comune e stadio di uscita ad emettitore comune;
- b) stadio pilota a collettore comune con cascode di emettitore comune più base comune, come stadio di uscita.

Esaminiamo anzitutto il progetto dell'amplificatore video nelle sue funzioni fondamentali di amplificare l'uscita rivelata video per pilotare il cinescopio e successivamente considereremo le funzioni ausiliarie e cioè quelle di fornire gli impulsi di sincronismo, il segnale per il CAG, ecc.

#### 10-4. - Stadio di entrata dell'amplificatore video.

All'entrata, il rivelatore video elimina la portante dal segnale a FI video e fornisce il segnale rivelato allo stadio pilota video.

Il diodo rivelatore può essere polarizzato in due modi come si vede in Fig. 10-3. La Fig. 10-3 A mostra il collegamento del diodo per ottenere un segnale di uscita tendente al positivo e la Fig. 10-3 B quella per ottenere il segnale tendente al negativo. La polarità del rivelatore dipende da due elementi: 1) se il pilotaggio del cinescopio è applicato alla griglia o al catodo; 2) se la fase del segnale video viene invertita dagli stadi amplificatori video passando dall'entrata del pilota all'entrata del cinescopio. Queste possibilità verranno trattate separatamente nelle descrizioni che seguono.

Come si è detto avanti, il diodo rivelatore comunemente è accoppiato alla base del primo transistor video e quindi viene tenuto allo stesso potenziale continuo di polarizzazione come la base dal circuito di polarizzazione di entrata del transistor. Frequentemente questo circuito è progettato per fornire una piccola polarizzazione diretta al diodo, in modo da ridurre la distorsione per i deboli segnali di entrata. La connessione diretta del diodo all'amplificatore video permette al primo stadio amplificatore video di funzionare come amplificatore di tensione continua per il CAG, oltre che come amplificatore video.

Come stadio di entrata per l'amplificatore video si possono usare tutte e tre le configurazioni fondamentali dei transistori (base comune, emettitore comune e collettore comune). Il sistema a collettore comune, illustrato nella Fig. 10-2, è quello più frequentemente usato.

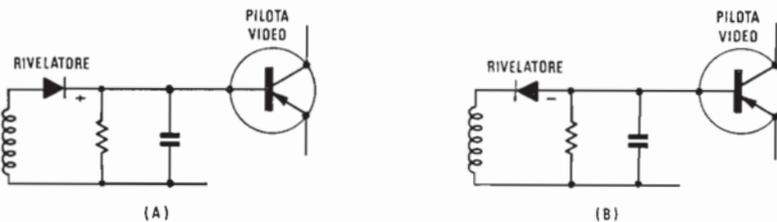


Figura 10-3. - Polarità del diodo rivelatore. (A) positiva; (B) negativa.

Le principali esigenze dello stadio di entrata dell'amplificatore video sono:

- 1) alta impedenza di entrata in modo da poter usare una resistenza di carico del rivelatore video relativamente alta (di circa 5 k $\Omega$ ) allo scopo di assicurare un elevato rendimento del rivelatore, un'elevata tensione di uscita rivelata e una buona linearità;
- 2) alto prodotto guadagno-larghezza di banda, per ottenere un buon guadagno e una buona risposta di frequenza;
- 3) bassa impedenza di uscita per facilitare l'adattamento con l'entrata dello stadio successivo e fornire una sorgente a bassa impedenza per gli impulsi di sincronismo.

La configurazione a collettore comune viene scelta di solito poiché presenta la necessaria alta impedenza di entrata. Essa anche riduce al minimo l'effetto Miller, che consiste nella riduzione dell'impedenza di entrata di un amplificatore alle frequenze alte a causa della reazione interna provocata dalla capacità fra collettore e base.

L'impedenza di entrata di uno stadio a transistor a collettore comune è data approssimativamente da

$$Z_{ent.} = \beta R_c$$

e la sua impedenza di uscita da

$$Z_{usc} = \frac{R_g}{\beta}$$

dove  $\beta$  è il guadagno di corrente,  $R_c$  è la resistenza di carico di emettitore e  $R_g$  è la resistenza del circuito di entrata (generatore). Ad esempio la resistenza di un tipico stadio a collettore comune avente un  $\beta$  di 75 e una resistenza di carico di emettitore di 330  $\Omega$  è di  $75 \times 330 = 25$  k $\Omega$ . Questa resistenza costituisce un carico trascurabile sulla resistenza di carico del rivelatore, che di solito è di 3-6 k $\Omega$ . Ciò spiega perchè nello stadio pilota è preferibile impiegare transistori con  $\beta$  alto. La resistenza di uscita dello stesso stadio, con una resistenza di carico sul rivelatore di 5 k $\Omega$ , risulta di  $5000/75 = 66$   $\Omega$ , in parallelo con la resistenza di emettitore di 330  $\Omega$  ossia, circa 55  $\Omega$ .

La larghezza di banda di un amplificatore a transistor con circuito a collettore comune varia direttamente al variare della resistenza di carico  $R_c$  e inversamente con la resistenza del circuito di entrata  $R_g$ .

Per ottenere la massima larghezza di banda, la resistenza di carico deve essere alta e quella del generatore bassa. Per questa ragione, la resistenza di emettitore nello stadio a collettore comune di solito è dell'ordine di 300-1000  $\Omega$ . Il valore tipico di larghezza di banda a 3 decibel di uno stadio amplificatore di entrata video a collettore comune è dell'ordine di 5-6 MHz, con i normali valori di resistenza di carico e di generatore.

Il guadagno di tensione di uno stadio a collettore comune è minore di uno: di solito è circa 0,9. Si ottiene però un guadagno di potenza, dato che la resistenza del generatore è maggiore della resistenza di carico.

Un vantaggio indiretto della configurazione a collettore comune è che essa, oltre a presentare una buona stabilità termica, ha l'uscita in fase con l'entrata. Di ciò bisogna tener conto nello stabilire la fase del rivelatore, come si è detto avanti.

Mediante la connessione a emettitore comune si potrebbe ottenere nello stadio di entrata un maggiore guadagno di potenza rispetto allo stadio a collettore comune, ma la larghezza di banda risulterebbe minore e la minore resistenza di entrata potrebbe caricare eccessivamente il rivelatore a diodo.

Siccome si può ottenere un guadagno totale sufficiente con due stadi impiegando la connessione a collettore comune per il primo stadio, non è necessario un guadagno più alto e la connessione ad emettitore comune non è quasi mai usata nello stadio di entrata.

La connessione a base comune potrebbe dare una maggiore larghezza di banda rispetto al circuito a collettore comune, ma la larghezza di banda ottenibile con la connessione a collettore comune (5 MHz) è sufficiente ai fini pratici. L'impedenza di entrata di un amplificatore a base comune è di alcune decine di ohm e presenterebbe un carico eccessivo sul rivelatore, mentre l'impedenza di uscita è molto alta (parecchie centinaia di migliaia di ohm), sicchè non è adatta per un accoppiamento diretto con la bassa impedenza di entrata dello stadio successivo. Per questa ragione l'amplificatore a base comune non è quasi mai usato come stadio di entrata dell'amplificatore video.

Il transistor per un amplificatore video deve avere un buon prodotto guadagno-larghezza di banda: esso deve avere un alto  $\beta$  alle frequenze basse, per assicurare un'alta impedenza di entrata e deve avere anche un alto  $\beta$  a corrente continua in modo che la sua corrente di polarizzazione di base sia bassa, sicchè possa essere fornita con

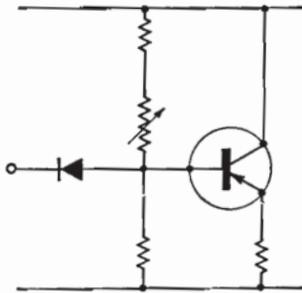


Figura 10-4. - Polarizzazione preregolata dallo stadio pilota video.

un partitore di tensione ad alta resistenza che non carichi eccessivamente l'entrata.

La polarizzazione dello stadio pilota deve essere regolata con cura allo scopo di consentire la massima escursione di tensione di collettore. Quando il segnale di entrata è troppo alto, l'uscita verrà tagliata quando il transistor si interdice oppure quando la tensione collettore-emettitore diventa zero. Ciò provocherà perdita di dettaglio nelle zone grigie o bianche dell'immagine e ronzio di interportante. Per questa ragione, la resistenza superiore di polarizzazione (Fig. 10-4) frequentemente è regolabile, così da poter regolare la corrente di collettore al valore iniziale ottimo e consentire successive regolazioni se il transistor dovesse essere sostituito con altro di caratteristiche diverse.

#### 10-5. - Circuiti di compensazione.

Mentre il transistor di entrata di uno stadio amplificatore video è quasi sempre collegato a collettore comune, lo stadio di uscita dell'amplificatore video è quasi sempre collegato ad emettitore comune. Con questo collegamento occorrono alcuni accorgimenti per poter ottenere la necessaria larghezza di banda.

Le impedenze delle valvole sono praticamente indipendenti dalla frequenza, per frequenze fino a molti megahertz; le impedenze dei transistori invece dipendono dalla frequenza.

Con i transistori si possono usare i normali circuiti di compensazione in serie e in parallelo, per compensare le variazioni di reattanza del circuito esterno al variare della frequenza.

Però le basse impedenze dei transistori rendono meno necessario l'impiego dei circuiti di compensazione rispetto alle valvole ed è anche possibile progettare amplificatori video a transistori che non richiedano circuiti di compensazione.

La compensazione serve a compensare la caratteristica in discesa alle frequenze alte degli amplificatori video. Nella Fig. 10-5 sono illustrati quattro sistemi principali di compensazione: in (A) e (B) il circuito di compensazione è *in serie* con il percorso del segnale video; in (C) e (D) il circuito di compensazione è *in parallelo* sul segnale.

Le resistenze impiegate nei circuiti di compensazione non sono essenziali per il loro funzionamento, ma normalmente servono sia a fornire una continuità ohmica al circuito, sia a consentire un perfetto adattamento della curva di risposta e frequentemente esse non vengono impiegate.

Evidentemente, un'induttanza in serie o una capacità in parallelo tendono ad attenuare le frequenze alte, mentre un'induttanza in parallelo o una capacità in serie tendono ad esaltarle.

Nei televisori a transistori si possono trovare tutti e quattro i tipi di compensazione illustrati nella Fig. 10-5, singolarmente oppure in combinazione e inseriti nei vari punti dell'amplificatore video. Di solito, l'induttanza in parallelo e la capacità in serie si troveranno lungo il percorso del segnale, mentre la capacità in parallelo e l'induttanza in serie lungo il percorso della controreazione.

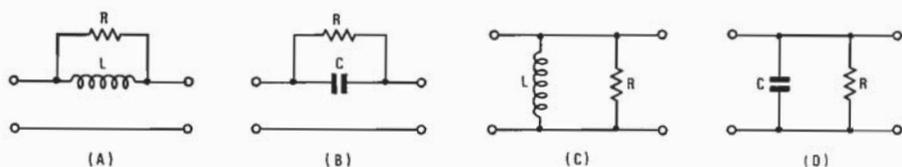


Figura 10-5. - Circuiti di compensazione impiegati negli amplificatori video a transistori: (A) induttanza in serie; (B) capacità in serie; (C) induttanza in parallelo; (D) capacità in parallelo.

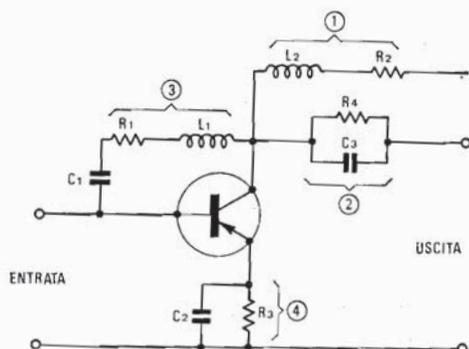


Figura 10-6. - Circuiti di compensazione inseribili in uno stadio amplificatore video

La Fig. 10-6 illustra i quattro circuiti fondamentali inseriti in uno stadio amplificatore video, ma non sempre essi si trovano nello stesso stadio.

L'esaltazione delle frequenze alte è ottenuta dai differenti circuiti come segue:

1)  $L_2R_2$ : l'aumento di impedenza di  $L_2$  alle frequenze alte riduce l'effetto di carico di  $R_2$  e quindi aumenta il guadagno dello stadio;

2)  $C_3R_4$ : la riduzione dell'impedenza di  $C_3$  alle frequenze alte riduce l'attenuazione in serie provocata da  $R_4$  e quindi accresce il guadagno dello stadio;

3)  $L_1R_1$ : l'aumento dell'impedenza di  $L_1$  alle frequenze alte riduce la controreazione attraverso  $R_1$  e la capacità di accoppiamento  $C_1$ , aumentando così il guadagno;

4)  $C_2R_3$ : la diminuzione di impedenza di  $C_2$  alle frequenze alte riduce l'impedenza di emettitore e quindi la controreazione, aumentando così il guadagno dello stadio.

Come ulteriore perfezionamento,  $C_2$  e  $C_3$  possono essere sostituiti da una combinazione in serie  $LC$ , che fornisce una più ripida caduta di impedenza al limite superiore della banda passante.

I circuiti di compensazione finora descritti sono impiegati nei normali circuiti a valvole e applicati ai transistori. Però, siccome i parametri dei transistori dipendono maggiormente dalla frequenza,

nei televisori a transistori si ha un maggior numero di circuiti di compensazione particolari per i transistori. Per esempio, frequentemente si troverà nel circuito di base di un transistor amplificatore video un'induttanza in serie. A prima vista potrebbe sembrare che tale induttanza attenui le frequenze più alte, ma poichè essa risona con la capacità di entrata relativamente grande del transistor, costituisce un circuito risonante in serie che, nel punto comune fra induttanza e capacità, esalta la tensione.

I circuiti di compensazione finora illustrati si riferivano alla configurazione a emettitore comune, ma analoghi accorgimenti possono essere usati con le altre configurazioni. Per esempio la Fig. 10-7 mostra una compensazione capacitiva di un amplificatore a base comune, ottenuta includendo una resistenza con una piccola capacità nel circuito di base. L'impedenza del circuito di base rimane alta alle frequenze basse e diminuisce alle frequenze alte, ottenendosi così un aumento della risposta.

#### 10-6. - Stadio di uscita video.

Il segnale può essere applicato al cinescopio sia al catodo che alla griglia. Applicando il segnale video al catodo varia il potenziale della griglia e del primo anodo rispetto al catodo; applicando il segnale video alla griglia varia solo il potenziale fra catodo e griglia e gli altri potenziali rimangono costanti. Perciò, a parità di segnale video, si ha una maggiore variazione nella corrente del fascio quando si applica il segnale al catodo, e questa maggiore variazione si aggira intorno al 25 %. Per questa ragione viene quindi frequentemente pre-

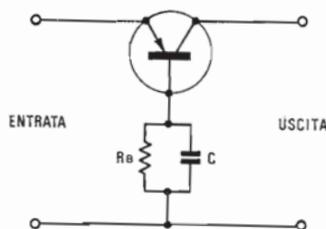


Figura 10-7. - Compensazione capacitiva in uno stadio amplificatore video a transistoro a base comune.

ferito il pilotaggio sul catodo del cinescopio, poichè può essere di circa il 25 % minore rispetto al pilotaggio di griglia, a parità di corrente del fascio.

Un punto che occorre notare a proposito del pilotaggio del cinescopio è la possibilità che avvenga una scarica fra gli elettrodi del cinescopio: i transistori ad alta tensione che ne derivano possono influire sui circuiti dell'amplificatore video.

Con le valvole ciò non provoca guasti, ma invece i transistori sono più sensibili alle sovratensioni transitorie, sicchè nei televisori a transistori frequentemente sono attuati accorgimenti per evitare tali danneggiamenti. Uno di questi accorgimenti consiste nel collegare condensatori da  $0,1 \mu\text{F}$  ad alta tensione, con terminali corti, direttamente fra il primo anodo del cinescopio e il rivestimento collegato a massa e fra l'elettrodo di messa a fuoco e il rivestimento collegato a massa.

Lo stadio di uscita video ha una tensione di uscita picco-picco di 60-100 V e richiede una tensione di alimentazione alquanto maggiore di 100 V. La tensione della batteria del televisore di solito è di 12 V ed occorre quindi adottare un convertitore per alimentare lo stadio di uscita video. Frequentemente la tensione di 100 V viene ottenuta rettificando la tensione esistente su una opportuna presa intermedia del trasformatore di uscita orizzontale. Alcuni televisori impiegano un convertitore separato dallo stadio di uscita di deflessione orizzontale.

Siccome lo stadio video di solito riceve la sua tensione di alimentazione dallo stadio di uscita orizzontale, una delle considerazioni più importanti da tener presente nel progetto dello stadio di uscita video è il suo rendimento e quindi il progetto deve assicurare la massima economia di potenza. Lo stadio pilota video di solito è alimentato alla tensione di 12 V, dato che occorre una piccola tensione per pilotare la base dello stadio di uscita video.

Un normale transistore a radiofrequenza al germanio a lega può fornire una tensione di uscita avente un valore picco-picco corrispondente alla tensione di perforazione del collettore (di solito circa 20 V) ed evidentemente un tale transistore non può fornire l'escursione di tensione di  $75 \text{V}_{\text{p-p}}$  necessaria per pilotare un cinescopio. È necessario perciò usare nello stadio di uscita video un transistore di tipo particolare.

La corrente di collettore dello stadio di uscita video dipende dal valore di tensione continua di alimentazione e dalla resistenza di carico.

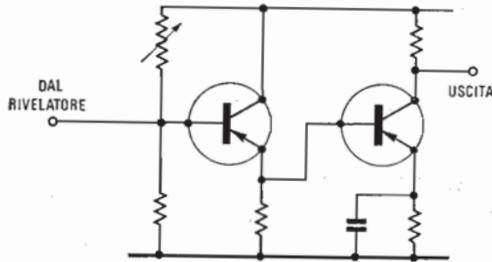


Figura 10-8. - Circuito di regolazione della polarizzazione di un amplificatore video ad accoppiamento diretto.

A sua volta il valore della resistenza di carico sul transistore di uscita video dipende dalla larghezza di banda desiderata e dalla tensione picco-picco di uscita richiesta, dalla massima dissipazione ammissibile nel transistore e dal circuito di compensazione usato.

La resistenza di carico non può essere molto bassa, poiché altrimenti si oltrepassa la massima dissipazione ammissibile nel transistore, e non può essere molto alta poiché altrimenti risulta impossibile ottenere la necessaria larghezza di banda, a causa del carico capacitivo costituito dal cinescopio, dai collegamenti e dalla capacità di uscita del transistore stesso.

Il transistore di uscita video viene polarizzato in modo da funzionare in classe A con una corrente di riposo data da  $V_{cc}/2R_c$ . Se supponiamo che la tensione di alimentazione  $V_{cc}$  sia di 100 V e che la resistenza di carico  $R_c$  sia di 7,5 k $\Omega$ , la corrente di riposo del transistore risulta di 6,5 mA.

Siccome il transistore di uscita video frequentemente è direttamente collegato al transistore pilota, che a sua volta è direttamente collegato al diodo rivelatore, la polarizzazione in assenza di segnale può essere controllata dalla polarizzazione del diodo, come indica la Fig. 10-8. In questo caso, il circuito di polarizzazione del diodo comprende un potenziometro preregolabile per consentire la regolazione della polarizzazione base dello stadio pilota che a sua volta regola le condizioni di polarizzazione del transistore di uscita video.

Quando si usa l'accoppiamento capacitivo fra il preamplificatore video e il transistore di uscita, come in Fig. 10-9, la regolazione può essere effettuata nel circuito di polarizzazione di base del transistore

di uscita. Questa regolazione consente di porre lo stadio di uscita sulla migliore corrente di polarizzazione adatta al funzionamento corretto in classe A.

La tensione e la corrente di collettore in assenza di segnale nel transistor di uscita video debbono essere scelte in modo da tener conto delle probabili variazioni della tensione della batteria e delle tolleranze dei componenti circuitali. Per esempio, se un televisore deve essere alimentato da un accumulatore da automobile, la tensione di questo accumulatore può variare da 12,5 a 15 V, quest'ultimo valore con l'accumulatore sotto carica.

La tensione di perforazione di un transistor a emettitore comune diminuisce man mano che aumenta la resistenza esterna base-emettitore, sicché per ottenere la massima tensione è necessario pilotarlo con una sorgente a bassa impedenza. Per questa ragione, come primo stadio amplificatore video si usa comunemente uno stadio a collettore comune.

#### 10.7. - Guadagno di tensione dello stadio di uscita.

Il guadagno di tensione dello stadio di uscita corrisponde circa al rapporto fra la resistenza di carico dello stadio e la resistenza di entrata del circuito di emettitore, priva di condensatore di fuga. Il guadagno di tensione dello stadio a collettore comune, che pilota lo stadio di uscita video, è circa uno, sicché il guadagno totale dell'amplificatore video è dato dallo stadio finale. Per una tensione di 1,5 V di picco sul rivelatore occorre un guadagno di tensione totale di 50.

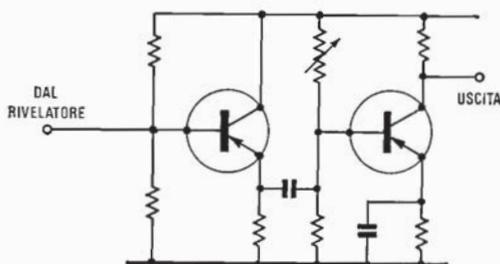


Figura 10.9. - Circuito di regolazione della polarizzazione di un amplificatore video con accoppiamento capacitivo.

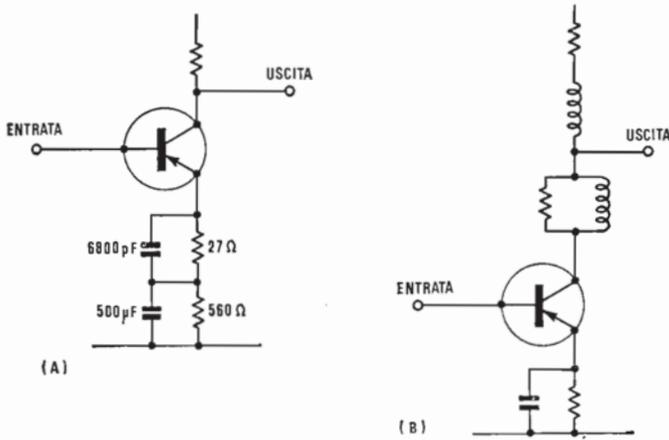


Figura 10-10. - Tipici circuiti di compensazione nello stadio finale video: (A) a RC sull'emettitore; (B) ad induttanza sul collettore.

Come si è detto avanti, il valore di resistenza di carico di collettore deve essere limitato per soddisfare l'esigenza di una adeguata risposta alle frequenze alte e di solito tale resistore è di 10 kΩ. Pertanto la resistenza di emettitore, dovendo essere il guadagno 50, risulta  $R_e = 10000/50 = 200 \Omega$ .

I circuiti di compensazione usati con i transistori sono stati trattati avanti, a proposito del primo stadio amplificatore. Per lo stadio di uscita valgono analoghe considerazioni. Per esempio, un sistema comunemente usato consiste nel porre in parallelo al resistore di emettitore un piccolo condensatore, allo scopo di esaltare la risposta alle frequenze alte, alla maniera illustrata nella Fig. 10-10 A.

Frequentemente fra il collettore del transistor di uscita e l'entrata del cinescopio si usa una compensazione induttiva, illustrata nella Fig. 10-10 B. I valori di queste bobine di compensazione di solito vengono determinati sperimentalmente.

### 10-8. - Presa dei segnali di sincronismo.

Come si vede nello schema a blocchi di Fig. 10-11, i segnali per le sezioni sincronismo possono essere ricavati dal rivelatore video, da uno stadio intermedio dell'amplificatore video o dall'uscita dell'amplificatore video.

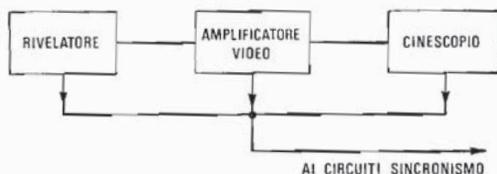


Figura 10-11. - Presa dei segnali di sincronismo nei vari blocchi del televisore

Evidentemente il segnale prelevato è un segnale composito, che contiene gli impulsi di sincronismo orizzontale, gli impulsi di sincronismo verticale, gli impulsi di cancellazione e l'informazione video. Da tali segnali vengono estratti gli impulsi di sincronismo e usati dagli appositi circuiti di sincronismo. I punti possibili di presa per i sincronismi di un tipico amplificatore video a due stadi sono indicati nella Fig. 10-12.

Di solito con i transistori conviene che la sorgente che fornisce gli impulsi ai circuiti di sincronismo sia a bassa impedenza, così da fornire un pilotaggio in tensione. Sulla base del transistore separatore di sincronismi occorre un segnale di circa 1 V e per non influire sull'amplificatore video questo segnale può essere fornito dalla base del transistore di uscita (punto B in Fig. 10-12). Questo è il punto più comune dal quale vengono estratti i segnali di sincronismo nell'amplificatore video.

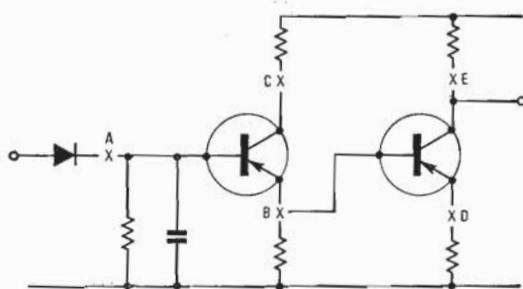


Figura 10-12. - Punti di presa dei sincronismi nell'amplificatore video a due stadi.

Nei televisori a valvole i segnali di sincronismo di solito sono prelevati su una piccola resistenza in serie con il carico anodico di uscita video. Con i transistori, l'applicazione di una bassa impedenza in parallelo alla impedenza relativamente alta del circuito di collettore di uscita video può apportare un eccessivo carico in quel punto e ridurre la tensione di uscita. Però, qualora i segnali di sincronismo dovessero essere prelevati a questo modo, converrà porre una piccola resistenza (dell'ordine di alcune centinaia di ohm) in serie con il resistore di 4,7 k $\Omega$  che costituisce il carico di uscita video (punto *E* in Fig. 10-12).

In qualche caso i segnali di sincronismo vengono prelevati su un resistore, privo di condensatore di fuga, dell'emettitore del circuito di uscita (punto *D* in Fig. 10-12).

Ciò evita accoppiamenti con l'amplificatore video. Inoltre, per isolare il punto di presa dei sincronismi dal percorso principale del segnale, si può prelevare il segnale di sincronismo sul collettore del transistor pilota (punto *C* nella Fig. 10-12).

In alcuni televisori, soprattutto di tipo non recentissimo, costruiti cioè quando non erano disponibili i transistori per frequenze alte e quindi era difficile ottenere una adeguata larghezza di banda degli amplificatori video, i segnali di sincronismo venivano prelevati sul rilevatore video (punto *A* Fig. 10-12) così da non influire sull'amplificatore video. Questa procedura oggi non è più seguita.

La fase del segnale di sincronismo è importante. Essa dipende dalla polarità dell'impulso necessaria al separatore di sincronismi, che a sua volta dipende dal fatto che venga usato un transistor separatore del tipo p-n-p o n-p-n e dal fatto che questo transistor sia normalmente in interdizione o normalmente saturo.

### 10-9. - Segnali CAG prelevati sull'amplificatore video.

Come sappiamo, il guadagno di un transistor può essere regolato variando la tensione di polarizzazione base-emettitore. Questa variazione può essere effettuata applicando una tensione di controllo alla base o all'emettitore. In un televisore, viene ottenuto un efficiente CAG variando la polarizzazione dei transistori a RF o a FI proporzionalmente al livello del segnale di portante: quanto più forte è il segnale ricevuto tanto più il guadagno deve venir ridotto, e viceversa. A questo modo si mantiene un livello di uscita ragionevolmente costante, si riducono gli affievolimenti e il soffio nell'audio, le variazioni di contrasto di immagine nel video e la perdita dei sincronismi.

Come per i televisori a valvole, nei televisori a transistori si trovano due sistemi fondamentali di CAG: il sistema a *livello medio* e il sistema *controllato a impulsi*. Questo secondo sistema è teoricamente migliore, poiché il segnale di controllo automatico di guadagno è proporzionale all'ampiezza della portante ed è indipendente dal contenuto video, ma esso richiede un circuito di sblocco per assicurare che il sistema CAG risente solo del valore del gradino posteriore del segnale video.

Il sistema a livello medio è più semplice ma è meno efficace. Il segnale sul resistore di carico del rivelatore ha una componente alternata che comprende l'informazione video, e una componente continua che rappresenta il livello medio del segnale video. I sistemi di CAG a livello medio sono controllati dal livello video medio e possono usare l'accoppiamento a c.a..

I sistemi CAG ad impulsi sono controllati dal livello della portante e debbono essere ad accoppiamento diretto o debbono impiegare il ripristino della tensione continua.

La fase del segnale di controllo automatico di guadagno è importante. Per un CAG diretto, è necessario che il segnale CAG tenda al negativo sul transistor controllato; l'opposta esigenza si ha per il CAG invertito. Ciò significa che la sorgente di tensione CAG nell'amplificatore video deve essere tale da ottenere la necessaria fase sul transistor controllato dopo che essa sia passata attraverso un amplificatore a c.c. inserito fra la sorgente e lo stadio controllato.

Le impedenze nei circuiti CAG a transistori sono molto più basse

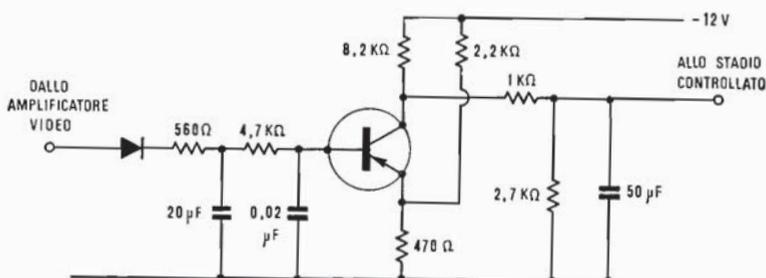


Figura 10-13. - Tipico amplificatore di tensione continua per CAG.

di quelle dei normali televisori a valvole. Ciò introduce un nuovo problema con i transistori, poichè il sistema CAG deve fornire una considerevole potenza e non soltanto tensione, come avviene per le valvole. Per evitare un carico eccessivo dell'amplificatore video, frequentemente viene inserito fra lo stadio amplificatore video e i transistori a RF e FI controllati, un amplificatore di tensione continua. L'accoppiamento diretto è da preferire nella linea CAG poichè esso assicura che non può avvenire il bloccaggio quando il televisore è sottoposto a bruschi segnali forti di entrata. Nella Fig. 10-13 è riportato lo schema elettrico di un tipico amplificatore a c.c. atto ad amplificare il segnale di CAG.

Normalmente in qualunque sistema CAG, il controllo deve iniziare dopo che sia stato raggiunto un certo livello di segnale ed è quindi necessaria una certa polarizzazione di ritardo. Con il transistore ad accoppiamento diretto ciò è facilmente ottenibile.

Il segnale CAG fornito dagli stadi video deve avere un livello di polarizzazione fisso prestabilito intorno al quale esso varia con l'intensità del segnale a radiofrequenza. La polarizzazione è necessaria per polarizzare i transistori in assenza di segnale.

La rete CAG di solito comprende un sistema potenziometrico per regolare il livello di entrata CAG in assenza di segnale allo stadio controllato, per adattarlo con i differenti transistori durante la taratura del televisore e per compensare l'invecchiamento dei transistori.

In pratica il CAG può essere ricavato in molti punti di un amplificatore video, illustrati nella Fig. 10-14:

- a) Sull'avvolgimento primario dell'ultimo trasformatore a FI tramite un condensatore;
- b) Sul rivelatore video mediante un apposito diodo CAG;
- c) Sul rivelatore video utilizzando il diodo rivelatore video come diodo CAG;
- d) Sull'emettitore del preamplificatore video;
- e) Sul collettore del preamplificatore video;
- f) Sull'emettitore del transistore di uscita video;
- g) Sul collettore del transistore di uscita video.

Nella figura, i diodi CAG sono polarizzati per fornire un segnale CAG che tenda al positivo. Evidentemente in pratica la polarità dei diodi dipende dal fatto che si desiderino tensioni CAG che tendano al positivo o al negativo.

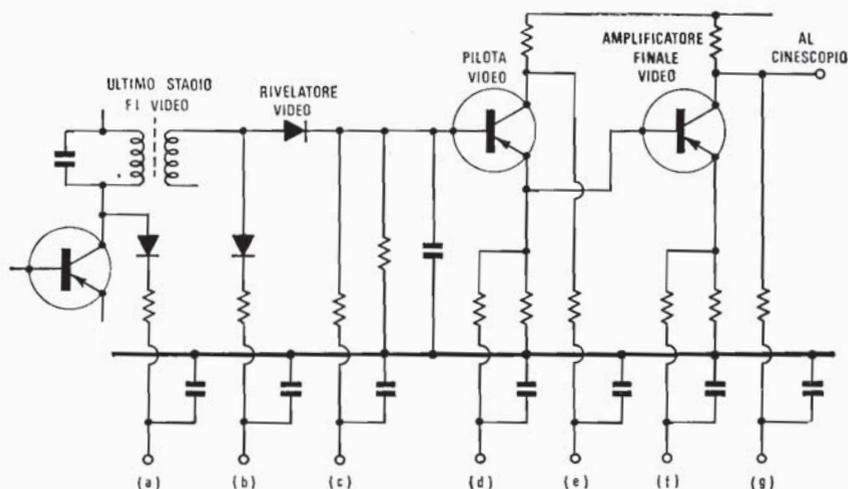


Figura 10-14. - Punti di presa per CAG nell'amplificatore video.

Nella Fig. 10-14 è usato l'accoppiamento diretto del segnale video. Se in qualunque punto dell'amplificatore si usa l'accoppiamento capacitivo, il punto di presa per il CAG controllato a impulsi deve essere a monte del condensatore di accoppiamento per ottenere la componente continua necessaria per questo tipo di CAG. Per il CAG a valore medio, il punto di presa può essere prima o dopo il condensatore di accoppiamento.

Il circuito illustrato nella Fig. 10-15 costituisce un esempio di CAG controllato ad impulsi preso sull'amplificatore video, con un amplificatore a c.c. fra il punto di presa del CAG e gli stadi a RF — FI controllati. I segnali di sincronismo prelevati sul collettore dello stadio di uscita video vengono fatti passare, attraverso un transistor  $Q_1$  a collettore comune, (amplificazione di tensione  $\approx 1$ ), all'amplificatore  $Q_2$  a c.c. e quindi inviati alla linea CAG che controlla il guadagno del selettore di canali e degli stadi a FI. La tensione di alimentazione al collettore di  $Q_1$  è normalmente interdotta, ma durante la ritraccia orizzontale al collettore viene applicata una tensione ad impulso negativa, fornita da un avvolgimento del trasformatore di uscita orizzontale. A questo modo, durante la ritraccia orizzontale il transistor

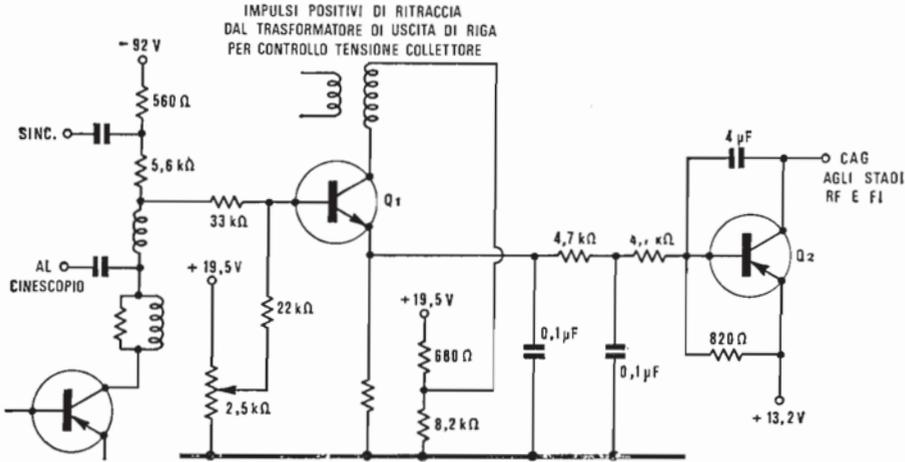


Figura 10-15. - CAG amplificato, controllato ad impulsi.

$Q_1$  conduce e fornisce, attraverso la linea CAG, una tensione proporzionale agli impulsi di sincronismo ed indipendente alla modulazione video contenuta nella trasmissione.

**10-10. - Punti di presa per la FI audio.**

I punti di presa per il battimento a 5,5 MHz fra la portante video e la portante audio, per fornire il segnale al canale audio a FI a 5,5 MHz, possono essere:

- a) sul rivelatore,
- b) sull'emettitore del preamplificatore video,
- c) sul collettore del preamplificatore video,
- d) sul collettore del transistore di uscita video,
- e) sull'emettitore del transistore di uscita video.

L'audio a 5,5 MHz può anche essere prelevato su un resistore privo di condensatore di fuga oppure su un circuito accordato. La Fig. 10-16 illustra i vari modi con cui può essere prelevato il segnale audio a 5,5 MHz mediante un trasformatore in serie.

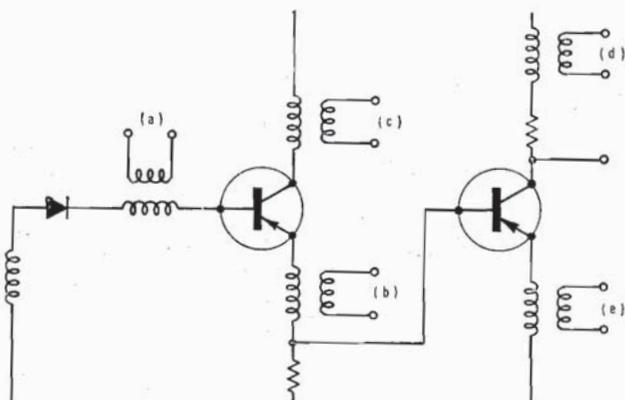


Figura 10-16. - Punti di presa dell'audio nell'amplificatore video.

La presa a trasformatore ha il vantaggio che permette l'ottimo adattamento all'entrata a FI audio.

Indipendentemente dal punto dove viene prelevato il segnale audio a 5,5 MHz, occorre inserire dopo il punto di presa una trappola a 5,5 MHz per sopprimere l'audio dal video. Se si usa un trasformatore accordato per prelevare la FI audio, esso già costituisce evidentemente una trappola.

Il punto di presa dell'audio va effettuato prima del comando di contrasto dell'amplificatore video, per evitare che il suono risenta della regolazione di tale comando. Per questa ragione di solito l'audio è prelevato sullo stadio rivelatore video o sullo stadio pilota video. In qualche caso si preleva il segnale sul rivelatore video, ma più frequentemente il punto di presa è nel 1° stadio video, per utilizzarne la amplificazione e ottenere così un più alto livello di entrata all'amplificatore a FI audio. Di solito, il punto di presa per la FI audio è posto nel circuito di collettore di questo stadio, quando il segnale video viene prelevato sull'emettitore. A questo modo, alle frequenze video (minori di 5 MHz), lo stadio pilota funziona come stadio a collettore comune, che presenta un'alta impedenza di carico per il rivelatore e una bassa impedenza di uscita per pilotare lo stadio di uscita video. Alla FI audio a 5,5 MHz, lo stadio pilota video funziona come amplificatore ad emettitore comune, apportando una certa amplificazione al segnale audio a 5,5 MHz.

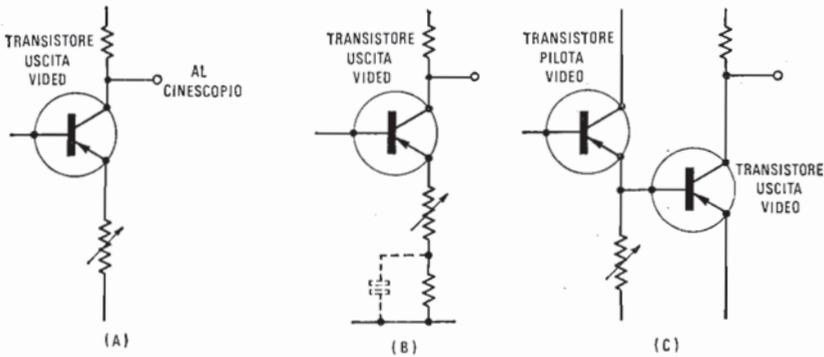


Figura 10-17. - Inserzione del regolatore di contrasto nell'amplificatore video.

### 10-11. - Regolazione del contrasto nell'amplificatore video.

Il contrasto nel televisore può essere controllato variando il guadagno dello stadio amplificatore video oppure degli stadi a RF/FI prima del rivelatore video.

Di solito, il comando di contrasto è applicato all'amplificatore video, dato che negli stadi fino al rivelatore video vi sono contemporaneamente segnali video e audio.

Quando il controllo è applicato all'amplificatore video, esso può essere attuato mediante un resistore variabile inserito nel circuito di emettitore del transistor di uscita video, come illustra la Fig. 10-17 A.

Per fornire una polarizzazione minima allo stadio, si usa una resistenza fissa in serie con il regolatore di contrasto, come mostra la Fig. 10-17 B (frequentemente la resistenza fissa è in parallelo con un condensatore).

Di solito, il contrasto nell'amplificatore video viene regolato mediante una resistenza variabile in serie all'emettitore del transistor pilota video, come illustra la Fig. 10-17 C. Raramente nei televisori a transistori il contrasto viene regolato sul circuito catodico del cinescopio.

È impossibile variare il guadagno senza influire sulla larghezza di banda, sicchè la larghezza di banda dell'amplificatore video varia alquanto regolando il comando di contrasto. La variazione è minore quando il comando è effettuato sull'emettitore dello stadio a collet-

tore comune di entrata, a causa della forte controreazione. Le variazioni di larghezza di banda sono normalmente poco avvertibili sulla immagine riprodotta.

### 10-12. - Controllo di luminosità nell'amplificatore video.

Il controllo di luminosità nei televisori a transistori viene ottenuto come nei televisori a valvola, variando la tensione di polarizzazione fra griglia e catodo del cinescopio mediante un potenziometro e regolando così l'intensità del fascio. La tensione di controllo può essere applicata al catodo o alla griglia come indicano le Figg. 10-18 A e B. In pratica il circuito di controllo della luminosità è più complicato di quello illustrato in figura, poichè è necessario applicare i segnali video e i segnali di cancellazione alla griglia o al catodo e sono quindi necessari condensatori e resistori di disaccoppiamento.

### 10-13. - Soppressione della ritraccia nell'amplificatore video.

Nei televisori a valvole, la soppressione della ritraccia è quasi sempre usata solo per la deflessione verticale e poco frequentemente anche per quella orizzontale. Nei televisori a transistori normalmente vengono sopresse le ritraccie sia verticale che orizzontale.

Nei televisori a transistori, come in quelli a valvole, gli impulsi di cancellazione vengono ricavati dall'uscita orizzontale e verticale e applicati fra il catodo del cinescopio e la griglia, così da interdire la corrente del fascio durante la ritraccia.

Gli impulsi di cancellazione possono essere applicati al collettore di uscita video, al catodo del cinescopio o alla griglia del cinescopio, come illustrato nelle Figg. 10-19 A, B e C.

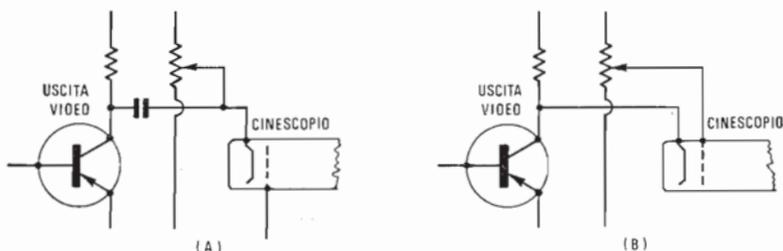


Figura 10-18. - Circuiti di controllo di luminosità.

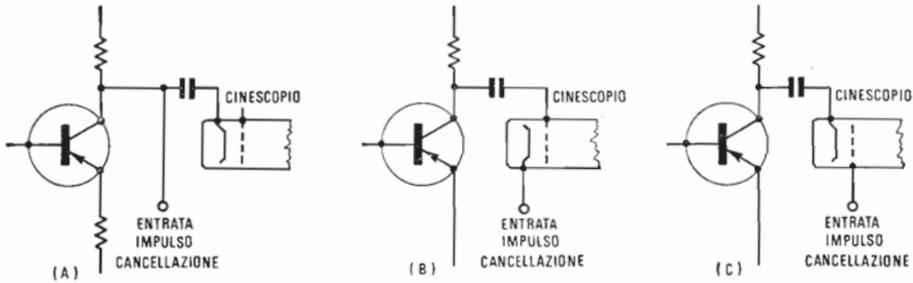


Figura 10-19. - Circuiti di cancellazione della ritraccia.

#### 10-14. - Procedura di riparazione della sezione rivelatore video-amplificatore video-circuito CAG.

##### *Rivelatore video.*

Il rivelatore video raramente è causa di guasti ma, se è necessaria una riparazione, si risconterà che esso è molto simile al rivelatore video dei normali televisori a valvole. La forma d'onda della tensione che esiste sul carico del rivelatore video ha un'ampiezza tale da rendere inutile, per osservarla, l'impiego del preamplificatore dell'oscilloscopio.

Normalmente il segnale di uscita del rivelatore video non deve oltrepassare  $1 V_{p-p}$  per il normale segnale di entrata. Se oltrepassa tale valore, occorrerà controllare i circuiti CAG, dato che l'eccessivo guadagno probabilmente è dovuto a difetto del controllo automatico di guadagno.

Se non vi è uscita dal rivelatore video, occorre controllare la forma d'onda all'entrata del rivelatore, impiegando il rivelatore per VHF descritto a proposito dell'oscilloscopio. Quando non vi è segnale all'entrata del rivelatore, occorre risalire verso l'amplificatore a FI video e controllare se vi è segnale, fino a individuare il difetto. Se il segnale è scomparso sul rivelatore video, si provi il diodo per controllare le sue resistenze diretta e inversa, o lo si sostituisca temporaneamente con un diodo sicuramente buono. Se il diodo è buono e all'uscita del rivelatore non vi è segnale o questo è debole, occorre controllare se vi è un guasto all'entrata del primo stadio amplificatore video. Una

semplice prova consiste nell'isolare il terminale di base (entrata) del primo transistor amplificatore video e se il segnale video ora riappare correttamente sul carico del rivelatore, occorrerà controllare il transistor che quasi certamente sarà difettoso, probabilmente con cortocircuito fra base ed emettitore.

Quando queste prove sono state svolte sul rivelatore video, si controlla che la tensione CAG dal rivelatore non sia tale da rendere non funzionanti gli stadi controllati a FI video. Un semplice modo per effettuare questa prova consiste nell'applicare un segnale a FI video modulato, fornito da un generatore di segnale, alla base di un transistor a FI, fra l'ultimo stadio controllato e il rivelatore e osservare la uscita rivelata sull'oscilloscopio.

#### *Amplificatore video.*

Quando un controllo oscilloscopico sul resistore di carico del rivelatore video mostra un segnale corretto con gli impulsi di sincronismo aventi una corretta relazione con i segnali di immagine, mentre la uscita che va al cinescopio, vista sull'oscilloscopio, si presenta distorta, debole o mancante, bisogna dedurre che vi è un guasto nell'amplificatore video. Si adotteranno allora i normali metodi per le prove con il segnale, in modo da trovare il difetto procedendo dal cinescopio verso l'amplificatore a FI video. Dopo di ciò, mediante misure di tensione e sostituzioni di componenti si potrà completare la riparazione.

Quando il sintomo di guasto è il contrasto insufficiente, occorre misurare la tensione picco-picco sul collettore del transistor di uscita video. Se questa è bassa, si provi a sostituire il transistor di uscita con un altro sicuramente buono. Se il transistor di uscita è in ordine, si controlli il guadagno dello stadio di uscita iniettando un normale segnale a audiofrequenza a 400 Hz nella base del transistor di uscita. Il segnale di entrata deve essere regolato su un livello tale da produrre sul cinescopio una trama molto contrastata di barre orizzontali. Si trasferisce poi il segnale di iniezione alla base di ciascuno dei transistori dell'amplificatore video, procedendo uno stadio dopo l'altro, e si verifichi che il livello del segnale di entrata passando da ciascuno stadio al precedente, deve essere ridotto per ottenere che il contrasto sullo schermo rimanga costante. Un segnale non superiore a 0,5 V applicato alla base del transistor di entrata dell'amplificatore video deve portare al massimo contrasto sul cinescopio.

*Circuiti CAG.*

Il cattivo funzionamento dei circuiti CAG può avere un considerevole effetto sul funzionamento dei vari stadi controllati e bisogna tenere presente ciò quando si controlla l'amplificatore a FI video, particolarmente quando lo si riallinea.

Lo schema elettrico del televisore sarà molto utile in tale operazione, poichè da esso è possibile vedere immediatamente quali sono gli stadi controllati e se è impiegato il CAG diretto o inverso.

Per controllare il CAG, dapprima si toglie l'antenna oppure si commuta il televisore su un canale privo di segnale e si controllano le correnti di emettitore dei transistori a FI, misurando le tensioni sugli emettitori.

Le correnti debbono essere circa 1 - 3 mA. Si applica poi un forte segnale modulato, fornito ad esempio da un generatore avente la corretta frequenza, nell'entrata del selettore di canali e si misurano ancora le tensioni sugli emettitori. Se queste variano negli stadi controllati (aumentando per il CAG diretto o diminuendo per il CAG inverso) il CAG funziona e probabilmente è in ordine. Se le tensioni di emettitore degli stadi controllati non variano, si misurerà la tensione CAG con un voltmetro elettronico sul lato della rete di disaccoppiamento corrispondente al transistor controllato e si verifica se essa varia al variare del livello del segnale di entrata. Se tale tensione non varia, il difetto del CAG risiede fra questo punto e la sorgente del segnale CAG sul rivelatore video, probabilmente causato da un resistore in serie interrotto o da un condensatore di disaccoppiamento in cortocircuito. Se la tensione varia, il difetto sta fra il punto di prova e il transistor controllato. A questo modo, seguendo punto per punto la tensione CAG, dovrà essere possibile isolare il difetto.

#### PROCEDURA DETTAGLIATA DI RIPARAZIONE DELLE SEZIONI AMPLIFICATORE VIDEO - CAG.

##### **10-15. - Amplificatore video.**

Come abbiamo detto avanti, l'amplificatore video accresce il livello dei segnali video, audio interportante e sincronismo. Un tipico amplificatore video comprende due stadi a transistori (Fig. 10-20). Lo stadio pilota video ( $Q_{304}$ ) è collegato a collettore comune. Esso adatta

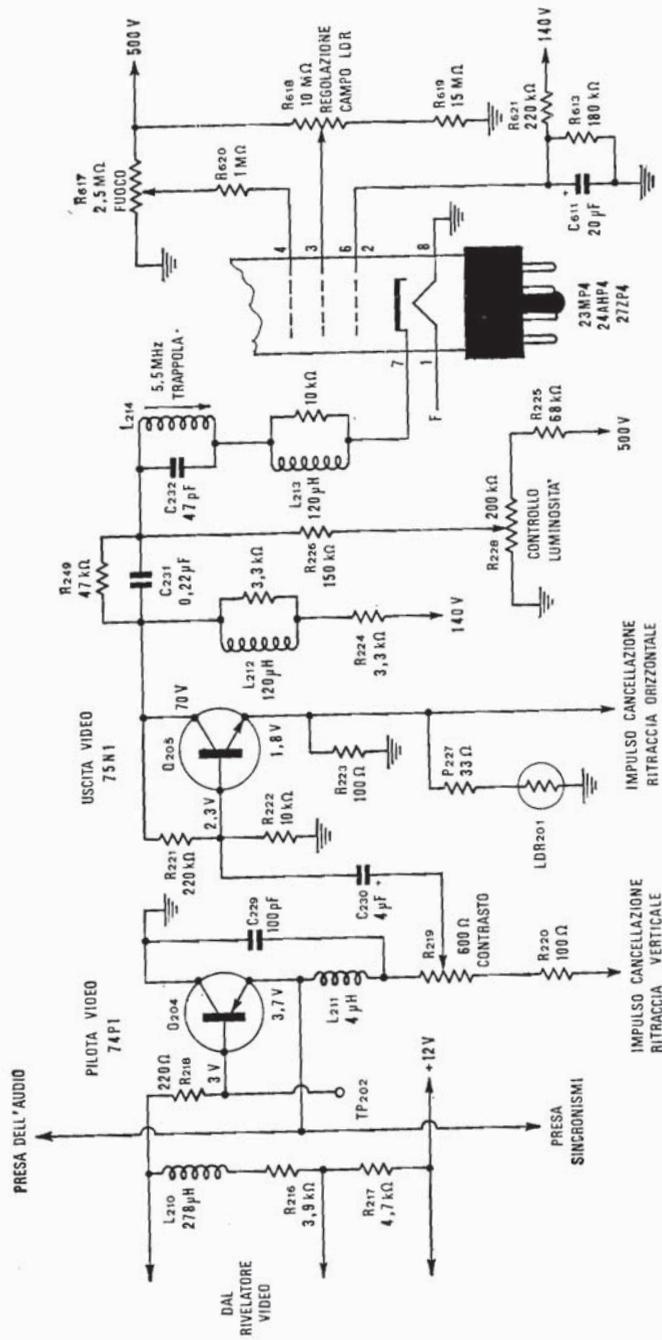


Figura 10-20. - Amplificatore video a transistori.

l'alta impedenza del rivelatore video con l'impedenza di entrata del transistor di uscita video  $Q_{205}$ .

Il comando di contrasto è la resistenza di emettitore dello stadio pilota video. Dal cursore del comando di contrasto, il segnale video giunge, attraverso un condensatore da  $4 \mu\text{F}$ , alla base del transistor di uscita video. Questa relativamente grande capacità di accoppiamento è necessaria per ottenere una buona risposta alle frequenze basse, dato che il condensatore funziona su un resistore di  $10 \text{ k}\Omega$ .

Nello stadio di uscita video è usato un transistor n-p-n progettato appositamente per fornire un segnale di grande ampiezza. Si noti che il collettore è alimentato da una tensione di  $140 \text{ V}$ , sicché lo stadio può fornire un segnale avente una tensione picco-picco di  $100 \text{ V}$ .

Si noti nella Fig. 10-20 l'inserzione dell'elemento fotoresistivo ( $LDR_{201}$ ). Questo componente fa variare automaticamente il contrasto dell'immagine e la luminosità quando varia l'illuminazione ambiente e agisce come resistore variabile che aumenta o riduce il guadagno dell'amplificatore video, variando così il contrasto dell'immagine. Inoltre, siccome il collettore di  $Q_{205}$  è accoppiato direttamente al catodo del cinescopio,  $LDR_{201}$  agisce anche sulla polarizzazione continua del catodo del cinescopio e quindi regola il livello di luminosità.

In questo circuito, il transistor di uscita  $Q_{205}$  usa una rondella isolante di mica fra la custodia (collettore) e massa, per impedire che il collettore vada a massa. Entrambe le facce della rondella di mica sono imbevute di olio di siliconi, che facilita il trasferimento di calore dal transistor al telaio. Quando si installa un nuovo transistor, la rondella di mica deve essere imbevuta con altro olio di siliconi (Dow Corning DC4). Il transistor deve essere fortemente stretto al telaio.

#### 10-16. - Tensioni continue nell'amplificatore video.

Alcune tensioni continue in un amplificatore video a transistori sono molto diverse da quelle dei televisori impieganti valvole mentre altre tensioni sono alquanto simili a quelle dei televisori a valvole.

Nella Fig. 10-21 sono visibili le tipiche tensioni per i due tipi di apparati. Lo stadio a collettore comune di Fig. 10-21 B funziona con una tensione di collettore di  $10,2 \text{ V}$ , in confronto con la tensione anodica di  $115 \text{ V}$  del tubo preamplificatore video. Invece, lo stadio di uscita video nella Fig. 10-21 B funziona con una tensione di collettore di  $90 \text{ V}$ , che è paragonabile alla tensione anodica di  $115 \text{ V}$  dei tubi amplificatori video.



Le tensioni agli elettrodi del cinescopio dipendono dal fatto che si usi un cinescopio con griglia N. 2 ad alta tensione o a bassa tensione. Per esempio il piedino 3 (griglia N. 2 frequentemente denominata primo anodo o anodo acceleratore) nella Fig. 10-21 A funziona a 460 V, mentre la griglia N. 2 (piedino 6) del cinescopio di Fig. 10-21 B funziona a 95 V.

Come si è detto precedentemente i cinescopi usati nei televisori a transistori sono progettati per un tempo di riscaldamento piuttosto breve e in qualche caso si trovano cinescopi con schermo piccolo che entrano in funzione dopo appena 4-5 secondi. La maggior parte dei cinescopi richiede una tensione di pilotaggio video di circa  $50 V_{p-p}$  per ottenere il massimo contrasto, mentre per i cinescopi con schermo piccolo possono essere sufficienti solo 25 o  $30 V_{p-p}$ . In questi casi la tensione continua al collettore del transistor di uscita video sarà relativamente bassa. Per esempio, il transistor di uscita video di un piccolo televisore che richieda solo  $25 V_{p-p}$  di segnale di pilotaggio per il cinescopio può funzionare con un'alimentazione a 40 V.

#### 10-17. - Guasti più comuni nell'amplificatore video.

Alcuni dei sintomi più comuni di guasto per gli amplificatori video a transistori sono:

- 1) Mancanza di immagine;
- 2) Immagine debole;
- 3) Barre di ronzio (solo nei televisori ibridi o con alimentazione a c.a.);
- 4) Eccessivo contrasto;
- 5) Audio nel video;
- 6) Immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 7) Immagine macchiata;
- 8) Scarsa definizione (mancanza di dettaglio);
- 9) Tendenza all'oscillazione parassita nell'immagine;
- 10) Righe di ritraccia visibili;
- 11) Mancanza di trama;
- 12) Ricezione intermittente.

I sintomi predetti possono essere causati da difetti in sezioni del televisore diversi dall'amplificatore video e quindi sono necessarie

prove di localizzazione. Il metodo più diretto consiste nell'iniettare un segnale di monoscopio a frequenza video all'entrata dell'amplificatore video (sul terminale alto di  $L_{210}$  in Fig. 10-20). Allora, se i sintomi di guasto continuano ancora ad aversi sul cinescopio, è evidente che il guasto è nell'amplificatore video. Se non si dispone di un generatore di monoscopio, si collegherà un oscilloscopio all'uscita del rivelatore video. Se, misurando la tensione picco-picco ottenuta con un segnale trasmesso, si osserva un'ampiezza di  $1 V_{p-p}$  o più, allora l'immagine debole è causata da un guasto nell'amplificatore video (Fig. 10-22 A). Invece se la forma d'onda è considerevolmente attenuata, come illustra la Fig. 10-22 B, allora l'amplificatore video è difettoso.

Con l'oscilloscopio si vedrà anche se vi è tensione di ronzio nel segnale video. Se è presente tensione di ronzio, la forma d'onda video risulta sovrapposta a un'onda sinusoidale a 50 o 100 Hz (Fig. 9-25 B).

Se si ha tensione di ronzio all'uscita del rivelatore video, l'amplificatore video è in ordine. Inoltre, se si ha una tensione eccessivamente grande all'uscita del rivelatore video, è inutile ricercare nell'amplificatore video la causa di un eccessivo contrasto.

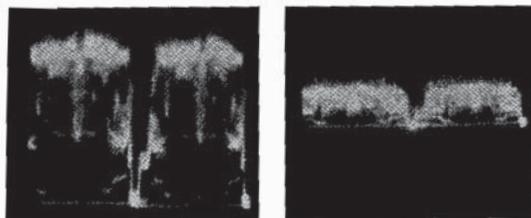


Figura 10-22. - Forme d'onda all'uscita del rivelatore video: (A) normale; (B) attenuata.

L'audio nel video può essere osservato mediante un oscilloscopio a larga banda collegato all'amplificatore video. Quando il livello dell'audio a 5,5 MHz è eccessivo, il segnale audio si presenta come una striatura che offusca il segnale video.

Immagini negative vengono prodotte da segnali video che abbiano una polarità parzialmente o totalmente invertita.

### 10-18. - Analisi dei sintomi più comuni di guasto nell'amplificatore video.

#### 1) *Mancanza di immagine, mancanza di neve.*

Una trama oscura che non presenti neve può essere causata da difetto dell'amplificatore video o da difetto dell'amplificatore a FI. Pertanto si farà una prova preliminare con un oscilloscopio sull'uscita del rivelatore video, per vedere se esiste il segnale video, oppure si inietta un segnale di prova a videofrequenza all'entrata dell'amplificatore video.

Le cause possibili di mancanza di immagine e mancanza di neve, causate dall'amplificatore video, sono le seguenti :

- a) Condensatore di accoppiamento interrotto ( $C_{230}$  in Fig. 10-20);
- b) Condensatore di fuga in cortocircuito ( $C_{229}$  in Fig. 10-20);
- c) Interruzione di un collegamento del circuito stampato;
- d) Saldatura fredda;
- e) Diodo rivelatore video difettoso;
- f) Cortocircuito dovuto a saldatura difettosa;
- g) Transistore bruciato;
- h) Interruzione di una bobina di compensazione ( $L_{211}$  in Fig. 10-20);
- i) Resistore interrotto (poco probabile).

I condensatori che si sospettano interrotti possono essere controllati mediante l'oscilloscopio, seguendo il segnale, oppure si può porre in parallelo al condensatore sospetto un condensatore sicuramente buono. Un condensatore di fuga in cortocircuito, come ad esempio  $C_{229}$  nella Fig. 10-20, porterà ad anormali valori di tensione. Quasi tutte le interruzioni nei circuiti stampati possono venire individuate mediante misure di tensioni continue. Se il diodo rivelatore è difettoso, non vi sarà segnale all'uscita del rivelatore video e un controllo con l'ohmetro indicherà l'anormale rapporto di resistenza diretta-inversa. Il diodo rivelatore di solito deve essere dissaldato per provarlo, poichè è in parallelo coi resistori di carico del rivelatore video.

Occorre anche controllare che qualche saldatura non abbia posto in cortocircuito due o più conduttori del circuito stampato. Questo

controllo deve essere fatto con molta cura, date le dimensioni molto piccole dei collegamenti nei circuiti miniaturizzati.

Un transistor di uscita può venire distrutto se l'aletta di raffreddamento non fa contatto termico con esso oppure se il condensatore di accoppiamento di base va in cortocircuito. Un transistor difettoso avrà tensioni elettrodeiche anormali; le alterazioni delle tensioni differiranno a seconda che il transistor sia interrotto o in cortocircuito.

Un'interruzione di bobine di compensazione normalmente è causata da un danno meccanico; una bobina interrotta verrà messa in evidenza da misure di tensione continua.

Nei televisori che abbiano funzionato per molto tempo un comando di contrasto difettoso o con contatti incerti può causare degli inconvenienti: un aumento notevole della resistenza del comando di contrasto altererà le tensioni continue dell'amplificatore.

## 2) Immagine debole.

L'assenza di contrasto nell'immagine (Fig. 10-23) può essere causata da difetti nel canale del segnale a monte dell'amplificatore video oppure dal cinescopio difettoso. Pertanto occorre anzitutto controllare il livello del segnale all'entrata e all'uscita dell'amplificatore video, con un oscilloscopio. Se il segnale video all'entrata è di almeno  $1 V_{p-p}$ , l'inconveniente sarà nell'amplificatore video o nel cinescopio. Se all'uscita video vi sono circa  $50 V_{p-p}$ , l'amplificatore video può essere considerato efficiente, (i cinescopi più piccoli richiedono solo  $25 V_{p-p}$  di pilotaggio).

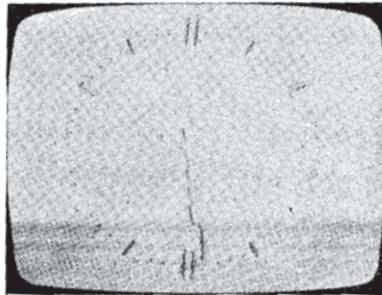


Figura 10-23. - Immagine debole a causa di basso guadagno nell'amplificatore video.

Le cause possibili di immagine debole sono:

- a) Condensatore di fuga con perdite ( $C_{229}$  nella Fig. 10-20);
- b) Diodo rivelatore video difettoso;
- c) Ridotta tensione di alimentazione dello stadio di uscita video;
- d) Condensatore di accoppiamento difettoso ( $C_{230}$  nella Figura 10-20);
- f) Difettoso comando di contrasto;
- e) Transistore con eccessiva dispersione fra collettore e base (transistore di uscita video in particolare);
- g) Resistore di valore anormale (poco probabile).

Sarà utile seguire il segnale video con un oscilloscopio e una sonda a bassa capacità. Riferendoci alla Fig. 10-21B, notiamo che lo stadio a collettore comune (primo stadio amplificatore video) dà una lieve perdita di tensione di segnale (lo stadio a collettore comune serve per l'adattamento di impedenza). Pertanto se abbiamo, per esempio, un segnale di entrata di  $1 V_{p-p}$  e un segnale di uscita di  $0,1 V_{p-p}$  è evidente che il guasto deve essere trovato nello stadio a collettore comune. Se il transistore è difettoso, si avranno anormali valori di tensioni continue.

Quasi tutto il guadagno di tensione di un amplificatore video (circa 50 volte) è fornito dallo stadio di uscita ad emettitore comune e tale guadagno può essere misurato con l'oscilloscopio. Se è presente nel circuito un fotoresistore (come  $LDR_{201}$  nella Fig. 10-20) occorre ricordarsi che le tensioni continue dello stadio di uscita video dipendono dalla luce ambiente. Se l'immagine è debole e le tensioni continue nello stadio di uscita video non variano al variare della luce ambiente, è molto probabile che il fotoresistore sia difettoso e, per accertarsene, è preferibile applicare il metodo di sostituzione.

### 3) *Barre di ronzio.*

Come si è detto precedentemente, le barre di ronzio possono avvenire nei televisori ibridi o nei televisori totalmente a transistori alimentati dalla rete. Nei televisori ibridi, il ronzio a 50 Hz può derivare da una dispersione fra catodo e filamento nel tubo amplificatore video; un ronzio a 100 Hz può essere causato da un insufficiente o difettoso filtraggio nell'alimentatore a bassa tensione.

Evidentemente le barre di ronzio possono essere causate da interferenze esterne.

In un televisore totalmente a transistori alimentato dalla rete, le barre di ronzio sono causate da cattivo filtraggio nell'alimentazione a bassa tensione. La procedura di riparazione è già stata descritta nel Cap. IV.

#### 4) *Contrasto eccessivo.*

Quando l'immagine ha un contrasto eccessivo (Fig. 10-24) si controlli la tensione picco-picco del segnale all'uscita del rivelatore video. Se l'ampiezza è di circa 1 o 2  $V_{p-p}$ , il guasto risiederà nell'amplificatore video.

Un eccessivo guadagno dell'amplificatore video comunemente è causato da un guasto nel circuito di controllo di contrasto. Per esempio, se  $C_{56}$  in Fig. 10-21B è in cortocircuito, l'amplificatore video funziona con il guadagno massimo e il controllo di contrasto non ha alcun effetto. Inoltre se  $C_{56}$  ha dispersione, mancherà parte del normale campo di controllo.

Nella Fig. 10-25 è riprodotta un'altra configurazione di controllo di contrasto. Il potenziometro è posto nel circuito di collettore invece che nel circuito di emettitore. Un eccessivo contrasto o un insufficiente campo del comando di contrasto può essere causato da  $C_{248}$  con dispersione oppure in cortocircuito. Si noti che l'amplificatore video di Figura 10-25 è ad accoppiamento diretto: il vantaggio dell'accoppiamento diretto è la migliore riproduzione delle zone poco illuminate e di quelle fortemente illuminate. Il diodo di accoppiamento a c.c. ( $SC_{206}$ ) conduce



Figura 10-24. - Contrasto eccessivo.

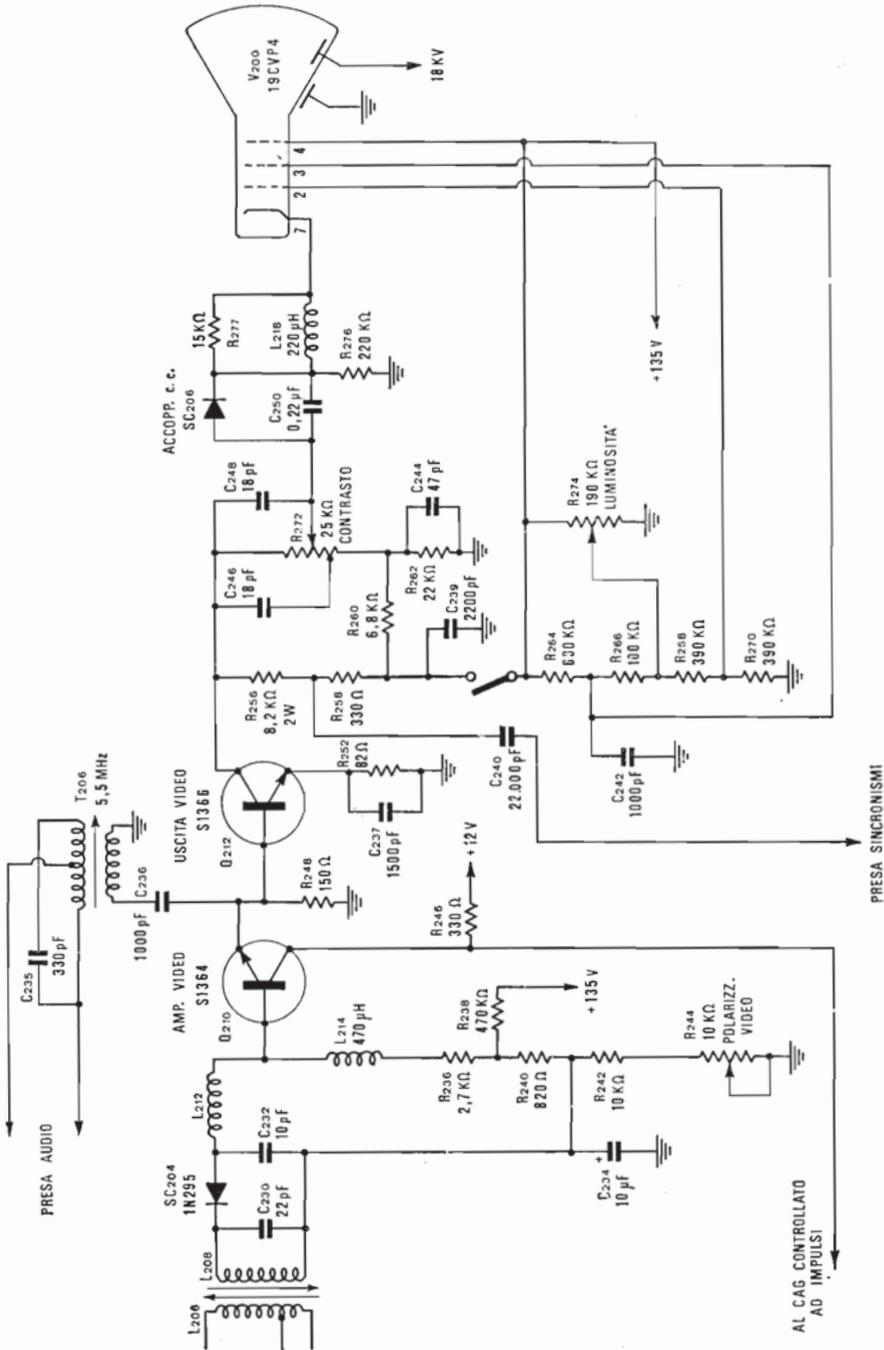


Figura 10-25. - Altro circuito di amplificatore video a transistori.

sempre e, siccome è una resistenza non lineare, avente una resistenza più bassa quando la tensione ai suoi terminali aumenta, il diodo compensa la non linearità del transistor.

Le cause possibili di contrasto eccessivo sono:

- a) Condensatore di fuga con dispersione o in cortocircuito;
- b) Sostituzione di un transistor con altro avente un  $\alpha$  o un  $\beta$  eccessivo;
- c) Comando di contrasto difettoso o rumoroso;
- d) Condensatori di compensazione in cortocircuito ( $C_{266}$  in Fig. 10-25);
- e) Resistore di valore alterato, che provoca una anormale polarizzazione base-emettitore (poco frequente).

Si noti che il guadagno ( $\beta$ ) di un transistor aumenta rapidamente al crescere della temperatura e perciò, quando la regolazione del controllo di contrasto deve essere progressivamente ridotta per evitare un contrasto eccessivo, si controlli la temperatura di funzionamento del transistor di uscita video; è possibile che l'aletta di dispersione del calore non funzioni e in questo caso, se la temperatura del transistor sale in maniera notevole, la giunzione di collettore può bruciarsi. Per proteggere il transistor di uscita video contro il danno causato da un anormale aumento della temperatura, alcuni costruttori pongono un diodo di protezione fra la base e l'emettitore (Fig. 10-26): quando il transistor si surriscalda, la corrente aumenta e la tensione di polarizzazione fra base e emettitore tende ad aumentare. Però, essendo il diodo di protezione una resistenza non lineare, assorbe una

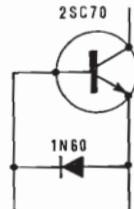


Figura 10-26. - Diodo di protezione di un transistor contro la valanga termica.

corrente maggiore man mano che la tensione ai suoi capi aumenta, con conseguente riduzione della polarizzazione base-emettitore: ciò evita la valanga termica.

Quando un transistor di uscita video è danneggiato, di solito la causa del danno è un componente difettoso. Pertanto si controlli con cura il circuito, prima di sostituire il transistor. Se un diodo di protezione (Fig. 10-26) è difettoso, lo si deve sostituire, altrimenti in breve tempo l'immagine presenterà un contrasto eccessivo e si guasterà anche il nuovo transistor.

Riepilogando, le tensioni continue nello stadio di uscita video sono molto più critiche che negli stadi a basso livello. Condensatori con dispersioni o resistori di valore alterato, che provochino anormali polarizzazioni base-emettitore sul transistor di uscita video, sono le più frequenti cause di guasti.

#### 5) *Audio nel video.*

La presenza di audio nell'immagine può essere causata da difetti dell'amplificatore a FI, disallineato o con trappole audio difettose. Però se le trappole a FI funzionano sulla loro corretta frequenza, il guasto risiederà nell'amplificatore video.

Consideriamo ad esempio il circuito di Fig. 10-25. Il primario di  $T_{206}$  forma un circuito risonante in serie con  $C_{235}$ . Quando  $T_{206}$  è accordato esattamente su 5,5 MHz, il segnale audio vede una bassa impedenza verso massa e quindi non può giungere alla base di  $Q_{212}$ . Pertanto, quando appare audio nell'immagine, occorre controllare anzitutto la regolazione della trappola audio.

Le cause possibili di battimento a 5,5 MHz nell'immagine sono:

- a) Difetto trasformatore di presa dell'audio (o trappola audio);
- b) Difettoso condensatore nel trasformatore audio o nel circuito trappola;
- c) Interruzione in un collegamento del circuito stampato;
- d) Saldatura fredda di un trasformatore o trappola;
- e) Disallineamento della sezione a FI.
- f) Comando di sintonia fine regolato male.

Quando un trasformatore di presa dell'audio o una trappola audio è difettosa, il suo accordo è molto largo oppure può addirittura presentare un picco a frequenza diversa da 5,5 MHz. Lo stesso sintomo

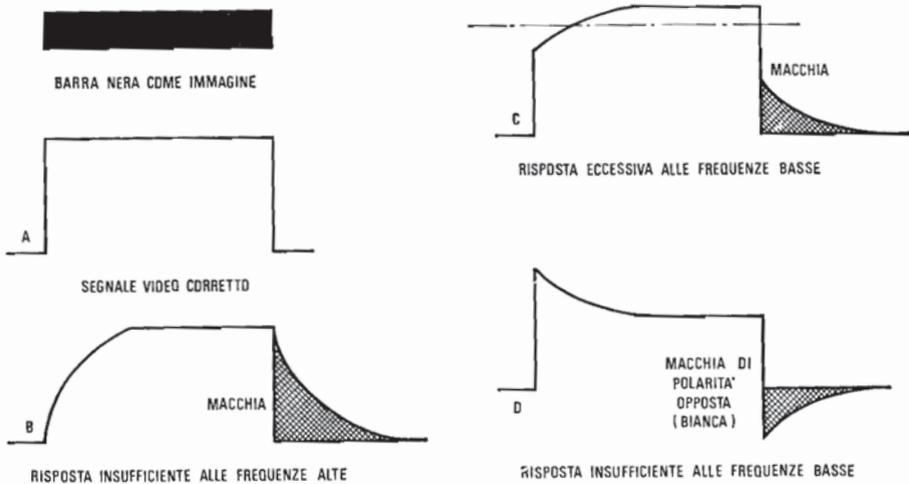


Figura 10-27. - La riproduzione di un'onda quadra indica le deficienze dell'amplificatore video.

avviene quando il condensatore del trasformatore o della trappola è difettoso. La riproduzione del suono può anche non risentirne. Per esempio, se  $L_{214}$  o  $C_{232}$  in Fig. 10-20 diviene difettoso, la riproduzione sonora rimane normale, ma sul cinescopio apparirà il battimento a 5,5 MHz. Invece, se  $T_{206}$  o  $C_{236}$  nella Fig. 10-25 è difettoso, la riproduzione audio diviene debole o disturbata e un battimento a 5,5 MHz apparirà anche nell'immagine.

#### 6) Immagine negativa.

L'immagine negativa non può essere prodotta da un amplificatore video a transistori.

In un televisore ibrido che impieghi una valvola nello stadio amplificatore video, può avvenire un difetto che produca un'immagine negativa: la procedura di ricerca dei guasti in questo caso è analoga a quella dei televisori a valvole <sup>(1)</sup>.

<sup>(1)</sup> Vedi Alex Levy-Murray Frankel: Riparazione TV pag. 393 - Edizioni C.E.L.J. - Bologna.

### 7) Immagine macchiata.

L'immagine macchiata (Fig. 10-27) può essere causata da difetti dell'amplificatore a FI oltre che da difetti dell'amplificatore video e quindi sono necessarie prove di localizzazione per individuarne l'origine. La prova più utile consiste nell'iniettare un segnale video all'entrata dell'amplificatore video: se si ha ancora immagine macchiata sul cinescopio, vuol dire che il difetto sta nell'amplificatore video.

Le cause possibili di immagine macchiata sono:

- a) Interruzione di una bobina di compensazione ( $L_{218}$  in Figura 10-25);
- b) Condensatore di fuga interrotto ( $C_{246}$  e  $C_{248}$  in Fig. 10-25);
- d) Resistore di carico di forte valore ( $R_{256}$  in Fig. 20-25);
- e) Transistore di ricambio avente eccessiva capacità della giunzione.

Supponiamo che  $L_{218}$  in Fig. 10-25 si interrompa per un danneggiamento meccanico, per una rottura di un collegamento stampato, per una saldatura fredda. In questo caso non vi è più risonanza alle frequenze alte. Inoltre,  $R_{277}$  funziona adesso sulla capacità di entrata del cinescopio. Si forma così un circuito integratore che deforma il segnale e produce sintomi di macchie. Inoltre supponiamo che un condensatore di fuga sia interrotto, con conseguente aumento del valore effettivo della resistenza di carico. Ciò impedisce l'azione del circuito  $RCL$  di compensazione alle frequenze alte e può causare macchie nell'immagine. Se il condensatore di compensazione ( $C_{248}$  in Fig. 10-25) è interrotto, il comando di contrasto funziona sulla capacità in parallelo del circuito successivo e l'azione integratrice attenua le frequenze video alte: si ha anche spostamento di fase, con conseguenti macchie nella immagine. (Fig. 10-27).

L'entità delle macchie dipende dalla regolazione del comando di contrasto. Si noti che le bobine di compensazione risuonano alle corrette frequenze solo quando la capacità totale del circuito è corretta. La capacità della giunzione del transistore è una parte considerevole della capacità del circuito e quindi, se si impiega un transistore non adatto, la risposta dell'amplificatore video alle frequenze alte può venire alterata, con conseguenti macchie nell'immagine.

8) *Cattiva definizione.*

La cattiva definizione (perdita di dettaglio nell'immagine) è una conseguenza di una cattiva risposta alle frequenze alte. Siccome possono essere responsabili sia l'amplificatore a FI che l'amplificatore video, occorrerà eseguire anzitutto una prova di localizzazione: si inietta un segnale di monoscopio a frequenza video all'entrata dell'amplificatore video e se i cunei verticali del monoscopio risultano offuscati è evidente che il guasto sta nell'amplificatore video.

La Fig. 10-28 illustra un monoscopio nel quale i cunei verticali sono offuscati e poco distinti. Si noti che qualche volta una cattiva definizione può essere accompagnata da macchie: ciò dipende dall'entità dello spostamento di fase che accompagna la cattiva risposta alle frequenze alte.

Le possibili cause di perdita di dettaglio di immagine sono:

- a) Difettoso condensatore di fuga ( $C_{234}$  Fig. 10-25);
- b) Spire in cortocircuito in una bobina di compensazione oppure sostituzione non corretta di tale bobina;
- c) Non corretta sostituzione di un transistor;
- d) Resistore di carico di valore alterato;
- e) Difettoso condensatore in parallelo con il circuito rivelatore video.

Quando un condensatore di fuga come  $C_{234}$  di Fig. 10-25 perde capacità o si interrompe, il valore effettivo di resistenza di carico sul

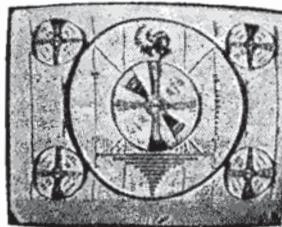


Figura 10-28. - I cunei verticali confusi indicano una insufficiente risposta alle frequenze alte.

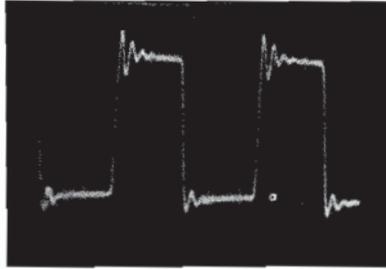


Figura 10-29. - Immagine oscilloscopica dell'oscillazione smorzata causata da un picco di risposta alle frequenze alte.

rivelatore aumenta, con conseguente attenuazione delle frequenze alte, a causa dell'aumentato rapporto  $R/C$ , dove  $C$  è la somma della capacità della giunzione con le capacità parassite del circuito. Si noti che una non corretta sostituzione di un transistor può provocare perdita nel dettaglio di immagine, poichè ogni transistor ha una propria frequenza di taglio. I transistori adatti agli amplificatori audio hanno frequenze di taglio molto più basse dei transistori progettati per amplificatori video.

a) *Tendenza all'oscillazione parassita nell'immagine.*

Sappiamo che la tendenza all'oscillazione parassita nell'immagine può essere causata da un difetto dell'amplificatore a FI, oltre che da difetti dell'amplificatore video. Pertanto occorre anzitutto individuare la sezione difettosa.

Il modo più facile per controllare il funzionamento dell'amplificatore video consiste nell'iniettare un segnale di monoscopio a frequenza video all'entrata dell'amplificatore video: se si osserva oscillazione parassita nell'immagine, si può concludere che il difetto è nell'amplificatore video. Si noti che l'oscillazione parassita nell'immagine corrisponde ad una oscillazione parassita nel segnale video.

Se si applica all'amplificatore video un segnale ad onda quadra, l'oscillazione parassita si manifesterà come in Fig. 10-29. Essa è causata da un picco nella risposta alle frequenze alte come ci indica la Fig. 10-30.

I difetti possibili che possono dar luogo ad oscillazioni parassite sono:

- a) Interruzione del resistore di smorzamento  $R_{277}$  in Fig. 10-25;
- b) Sostituzione non corretta di una bobina di compensazione;
- c) Sostituzione non corretta di un transistor;
- d) Spire in cortocircuito in una bobina di compensazione;
- e) Resistore di carico di valore alterato.

Raramente i resistori di smorzamento si guastano, a meno che non siano stati danneggiati meccanicamente. Però una saldatura fredda o l'interruzione di un collegamento stampato possono dar luogo alla interruzione di un resistore di smorzamento.

Quando si sostituisce una bobina di compensazione danneggiata, bisogna ricordarsi che i valori di induttanza usati nei televisori a transistori sono diversi da quelli usati nei televisori a valvole e quindi non si può sostituire una bobina di compensazione di un circuito di collettore di un amplificatore a transistori con quella di un circuito anodico di un amplificatore a valvole: sono necessari valori di induttanza differenti a causa del fatto che la capacità della giunzione di collettore è diversa dalla capacità anodica di un tubo elettronico.

Per le stesse ragioni, le capacità della giunzione di collettore variano fra i vari transistori, e quindi, se si sostituisce un transistor con un altro di tipo diverso, la bobina di compensazione risulta accordata fuori frequenza. Si ha allora un picco nella risposta in fre-

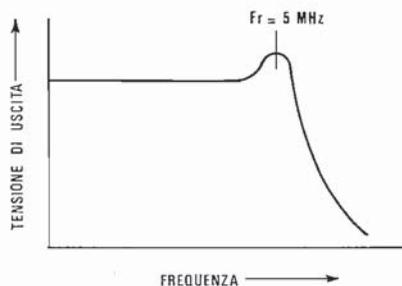


Figura 10-30. - Curva di risposta di amplificatore video che presenta un picco alle frequenze alte, con conseguente oscillazione smorzata.

quenza, accompagnato da tendenza alle oscillazioni parassite. Si noti che le bobine di compensazione raramente si guastano, a meno che non vengano danneggiate meccanicamente.

Occorre avere cura nel maneggiare il saldatore, poichè questo può bruciare l'isolamento dell'avvolgimento della bobina e causare un cortocircuito o una dispersione fra le spire.

I resistori di carico raramente diminuiscono di valore. Però una saldatura fatta male può cortocircuitare un resistore montato su un circuito stampato. Per esempio, se  $R_{256}$  in Fig. 10-25 viene cortocircuitato da una saldatura fatta male, la resistenza di carico del collettore verrà fortemente ridotta e l'amplificatore video presenterà una risposta alle frequenze alte che cresce al crescere della frequenza, con conseguente tendenza all'oscillazione parassita.

#### 10) *Righe di ritraccia visibili.*

In teoria le righe di ritraccia dovrebbero essere invisibili, poichè gli impulsi di sincronismo sono sul piedistallo che dovrebbe cancellare le righe di ritraccia.

In pratica vi sono vari fattori che possono annullare la funzione dei piedistalli. Anzitutto il televisore può impiegare un amplificatore video con accoppiamento a c.a., nel qual caso il piedistallo di cancellazione non si mantiene ad un livello costante ma varia, come tensione di picco, man mano che varia l'illuminazione di fondo dell'immagine. A questo modo le righe di ritraccia diventano visibili su alcune scene, mentre scompaiono in altre.

Frequentemente l'utente aumenta il comando di luminosità portandolo a un livello più alto del normale e ciò annulla lo scopo del piedistallo anche negli amplificatori video con accoppiamento diretto.

È quindi pratica comune applicare gli impulsi di cancellazione di ritraccia agli amplificatori video, allo scopo di essere sicuri che le righe di ritraccia rimangano sempre invisibili. Nella Fig. 10-20 la sezione di deflessione verticale fornisce un impulso di cancellazione di ritraccia verticale alla base del transistor di uscita video e la sezione di deflessione orizzontale fornisce un analogo impulso di cancellazione della ritraccia orizzontale all'emettitore del transistor di uscita video. Se per difetti di circuito vengono attenuati o eliminati gli impulsi di cancellazione, la ritraccia diventerà visibile.

Il modo più facile per determinare quale componente è difettoso consiste nel seguire l'impulso di cancellazione attraverso il circuito,

con un oscilloscopio munito di sonda a bassa capacità. Di solito, responsabili dell'inconveniente sono condensatori di accoppiamento interrotti nei circuiti di deflessione.

Si noti che se il condensatore di accoppiamento dell'impulso verticale ( $C_{212}$  in Fig. 10-31) è interrotto, le tensioni continue nel circuito non ne risentono, mentre l'impulso di cancellazione verticale non può giungere all'amplificatore video.

Una saldatura fredda o l'interruzione di un collegamento stampato può produrre lo stesso effetto dell'interruzione di  $C_{212}$ . Un condensatore in cortocircuito, come ad esempio  $C_{211}$  nella Fig. 10-31, arresterà l'impulso di cancellazione, ma in questo caso le tensioni dell'amplificatore video risulteranno notevolmente alterate.

Riepilogando, le cause possibili delle righe di ritraccia sono :

- a) Interruzione di un condensatore di accoppiamento nel circuito di cancellazione;
- b) Condensatore di correzione d'onda in cortocircuito nel circuito di cancellazione;
- c) Saldatura fredda nel circuito di cancellazione;
- d) Interruzione di un collegamento stampato;
- e) Cortocircuito dovuto a saldatura fatta male.

#### 11) Mancanza di trama.

Sappiamo che la mancanza di trama può essere causata da mancanza di EAT o da un difetto nel sistema di deflessione. Però si può avere mancanza di trama anche quando si verificano alcuni difetti nella sezione amplificatrice video. Se il cinescopio è efficiente, si potrà individuare il guasto controllando le tensioni continue sui terminali del cinescopio. Riferendoci alla Fig. 10-31, è consigliabile controllare anzitutto la tensione di filamento. Se questa tensione è inferiore al normale, il cinescopio avrà bassa emissione, anche se è visibile il filamento acceso. Una bassa emissione può anche essere conseguente a un cattivo contatto nello zoccolo del cinescopio, anche con tensione di accensione normale.

Altra causa di assenza di trama può essere il controllo di luminosità. Un controllo guasto o con cattivi contatti può provocare una eccessiva tensione di polarizzazione applicata al catodo del cinescopio, interdicendo così il fascio elettronico. Per esempio, supponiamo che  $R_{141}$  in Fig. 10-31 sia interrotto vicino all'estremità di massa. Allora

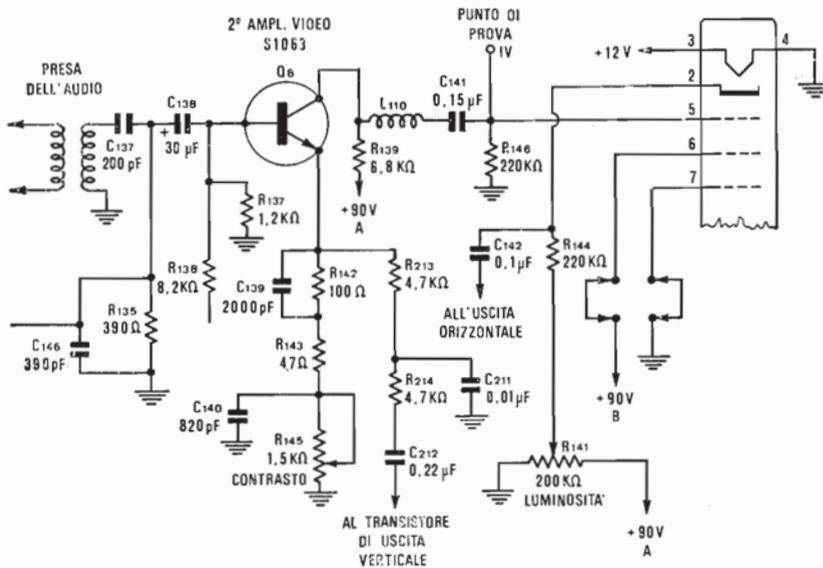


Figura 10-31. - Applicazione all'amplificatore video dell'impulso di cancellazione verticale.

il cinescopio rimane interdetto, indipendentemente dalla regolazione del comando di contrasto.

Supponiamo che  $R_{146}$  in Fig. 10-31 sia interrotto. Ciò dà luogo ad una griglia « fluttuante », che si carica ad una notevole tensione negativa, che interdice il cinescopio.

Tutti questi difetti saranno localizzati con misure di tensioni continue.

Riepilogando, le cause possibili di mancanza di trama dovute a difetto dell'amplificatore video sono :

- a) Tensione di accensione del cinescopio non corretta;
- b) Difettoso comando di luminosità;
- c) Interruzione del condensatore di accoppiamento di impulso;
- d) Interruzione in un collegamento stampato o saldatura fredda;
- e) Cortocircuito in un condensatore di correzione di onda;
- f) Griglia isolata (resistenza di griglia interrotta).

12) *Ricezione intermittente.*

La causa di ricezione intermittente può essere individuata mediante prove di controllo. Si collega un oscilloscopio all'uscita del rivelatore video e si osserva la forma d'onda. Se è disponibile un altro oscilloscopio, lo si collega all'uscita del primo stadio amplificatore video. Se non è disponibile questo secondo oscilloscopio, si porrà un voltmetro elettronico con sonda per alta frequenza per indicare la presenza o l'assenza di segnale video. Il cinescopio servirà come indicatore di controllo del secondo stadio amplificatore video. Allora, quando viene a mancare la ricezione, lo strumento di controllo indicherà se il guasto è nel segnale di entrata, nel primo stadio video o nel secondo stadio video.

Per primi si sospetteranno i condensatori, ma anche i diodi a semiconduttore e i transistori possono essere causa di funzionamento intermittente.

Frequentemente sono anche difettosi i comandi manuali. Fra le cause di funzionamento intermittente vi sono anche i contatti dello zoccolo del cinescopio. Anche il cinescopio può funzionare in maniera intermittente.

Si porrà in parallelo al componente sospetto un componente buono e si esamina se l'intermittenza continua. Dopo aver localizzata la sezione dove avviene il funzionamento intermittente, con misure di tensione continua si potrà localizzare il componente difettoso.

Le cause possibili di funzionamento intermittente nell'amplificatore video sono:

- a) Condensatore che si interrompa per effetto della temperatura;
- b) Diodo rivelatore video con contatti incerti;
- c) Transistore con contatti incerti;
- d) Saldatura fredda;
- e) Interruzione saltuaria in un collegamento stampato;
- f) Difettoso comando di luminosità;
- g) Difettoso contatto di un piedino del cinescopio;
- h) Saldatura difettosa che provochi cortocircuiti intermittenti;
- i) Cinescopio con contatti incerti.

Nei cinescopi in qualche caso avviene un contatto intermittente fra catodo e filamento: in questo caso, l'immagine diventa eccessiva-

mente luminosa e il comando di luminosità non agisce più. Quando avviene ciò, battendo sul collo del cinescopio si possono ottenere fluttuazioni irregolari di luminosità. Il sospetto di un contatto fra filamento e catodo può essere controllato con un provavalvole oppure sostituendo il cinescopio con uno nuovo.

Se si sospetta che vi sia una rottura saltuaria in un collegamento stampato, si provi a flettere leggermente il pannello del circuito stampato per vedere se si hanno brusche variazioni nell'immagine.

I guasti intermittenti sono certamente fra i più noiosi guasti da riparare, ma procedendo con pazienza e sistematicamente, si possono individuare quasi tutte le cause di funzionamento intermittente.

### 10-19. - Il sistema CAG.

Come si è detto al principio di questo capitolo, nei televisori a transistori si usano vari tipi di sistemi CAG. I sistemi CAG semplici si trovano raramente, mentre sono più comuni quelli amplificati; nei televisori più perfezionati sono usati quelli controllati ad impulso.

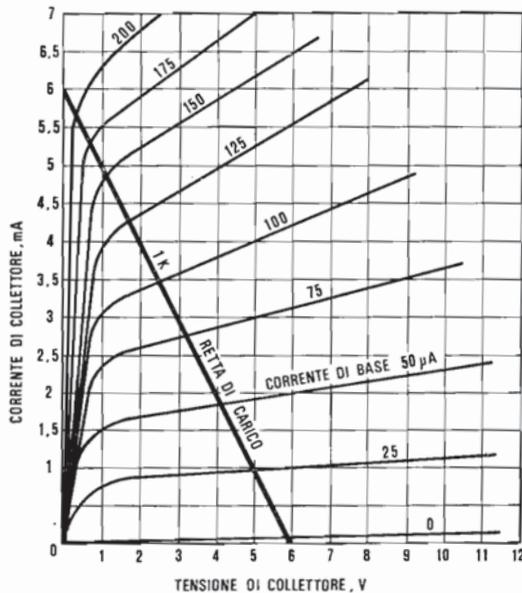


Figura 10-32. - Il guadagno dello stadio dipende dal punto di lavoro.

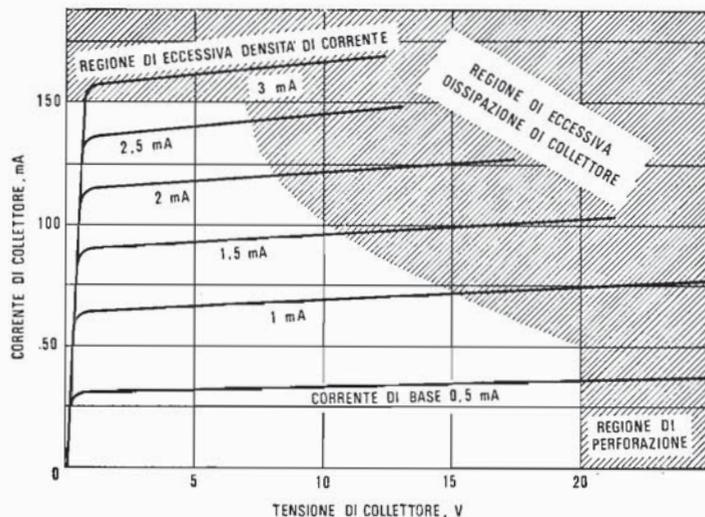


Figura 10-33. - Regione (tratteggiata) di eccessiva dissipazione di collettore.

La variazione della tensione di polarizzazione nei televisori a transistori è minore che nei televisori a valvole e generalmente sono controllati dal CAG solo i primi due stadi a FI; in qualche caso è controllato anche il selettore di canali a radiofrequenza.

Vengono usati due tipi di CAG: in un tipo il guadagno dello stadio viene ridotto mediante l'aumento della polarizzazione diretta dell'emettitore: in altri termini il guadagno dello stadio viene ridotto aumentando la corrente di collettore; nell'altro tipo la diminuzione di guadagno viene ottenuta diminuendo la polarizzazione diretta, e quindi la corrente di collettore.

Quando la polarizzazione diretta base-emettitore aumenta, il punto di lavoro si sposta lungo la retta di carico, andando verso la *regione di saturazione* della caratteristica del transistor (Fig. 10-32). In tale regione le caratteristiche diventano più strette fra loro e perciò il guadagno dello stadio diminuisce.

Però vi è un limite pratico alla quantità di corrente di collettore che può circolare. Come indica la Fig. 10-33, un'eccessiva corrente di collettore provoca una eccessiva dissipazione che può danneggiare il transistor. Pertanto la polarizzazione CAG « diretta » può essere appli-

cata a un transistor solo se nel circuito di collettore vi è una adeguata resistenza che riduca la massima corrente.

Nell'altro tipo di CAG il guadagno dello stadio viene ridotto polarizzando il transistor verso l'interdizione di collettore. Quando la polarizzazione base-emettitore è ridotta a una tensione molto bassa, la transconduttanza del transistor si riduce come indica la Fig. 10-34.

Questo tipo di CAG è paragonabile al CAG di un televisore a valvole, nel quale il guadagno dello stadio viene ridotto polarizzando la griglia verso l'interdizione della corrente anodica.

Come sappiamo, il sistema CAG nei televisori a valvole è più soddisfacente quando il tubo ha una caratteristica di interdizione graduale, mentre la maggior parte dei transistori hanno caratteristiche di interdizione ripide, e quindi il normale sistema CAG è meno soddisfacente con i televisori a transistori che con quelli a valvole.

D'altro canto, quando il guadagno dello stadio viene ridotto in uno stadio a transistor aumentando la polarizzazione diretta in modo da spostare il punto di lavoro verso la regione di saturazione del collettore, la riduzione di guadagno è più graduale.

Pertanto i progettisti di televisori a transistori frequentemente preferiscono adottare il sistema CAG a saturazione di collettore, il cui principale inconveniente è la necessità di aggiungere in serie una resistenza nel circuito di collettore. Questa resistenza addizionale dissipa potenza e riduce il rendimento e inoltre costringe ad usare una tensione di alimentazione alquanto più alta.

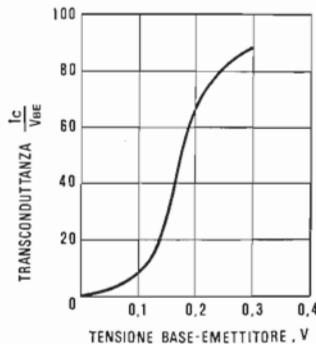
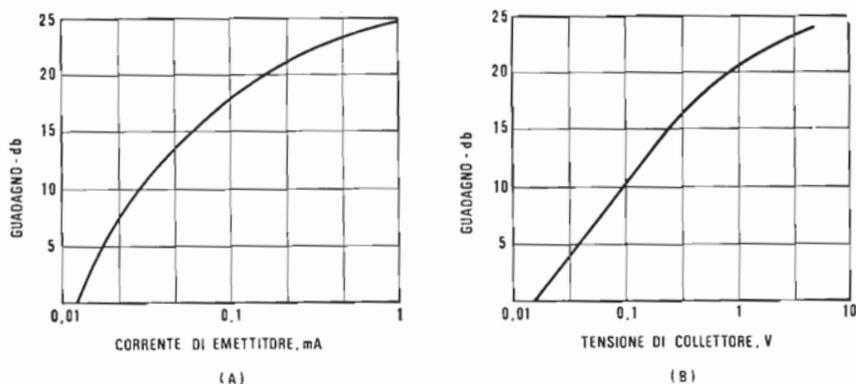


Figura 10-34. - Transconduttanza di un tipico transistore.



**Figura 10-35.** - Il guadagno di un transistor diminuisce: (A) riducendo la corrente di emettitore (con tensione di collettore costante); (B) riducendo la tensione di collettore.

Dal punto di vista della procedura di ricerca dei guasti, è necessario che siano chiaramente compresi i principi fondamentali di funzionamento dei due tipi di controllo automatico di guadagno.

Si noti che:

1) Se la tensione di collettore è tenuta costante, il guadagno di un transistor diminuisce man mano che diminuisce la corrente di emettitore (Fig. 10-35 A). Se la corrente di emettitore viene ridotta a un valore molto piccolo, il transistor risulta completamente interdetto e ciò avviene quando la tensione di polarizzazione diretta fra emettitore e base si riduce a zero.

2) Se si riduce la tensione di collettore, il guadagno di un transistor diminuisce, indipendentemente dalla corrente di emettitore (Fig. 10-35 B).

Esaminiamo ora il modo con cui viene realizzato in pratica il sistema CAG a polarizzazione diretta, esemplificato nella Fig. 10-36 per un transistor p-n-p. La tensione CAG negativa è applicata alla base, ed ha lo stesso effetto come l'applicazione di una tensione positiva di polarizzazione all'emettitore, ma con il vantaggio che la corrente di base è molto piccola.

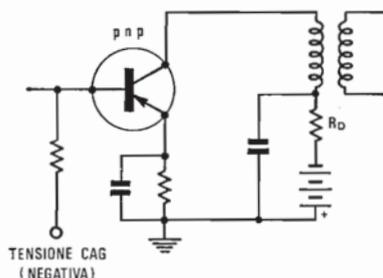


Figura 10-36. - Una maggiore tensione negativa di CAG dà luogo ad una maggiore caduta di tensione su  $R_D$ .

Supponiamo che la tensione CAG aumenti e quindi applichi una tensione più negativa alla base. L'emettitore allora assorbe maggiore corrente la quale circola nel circuito di collettore.

Siccome aumentando la corrente di collettore, in  $R_D$  si ha una maggiore caduta di tensione, la tensione collettore-emettitore diminuisce. Come si vede nella Fig. 10-35 B, riducendo la tensione di collettore diminuisce il guadagno, dato che la bassa tensione di collettore fa funzionare il transistor nella regione di saturazione. Pertanto sebbene la corrente di emettitore aumenti, il guadagno del transistor diminuisce a causa della minore tensione del collettore. Quando la tensione di collettore diventa così piccola che il guadagno dello stadio è zero, circolerà una corrente considerevole fra emettitore e base e la massima corrente circolerà nel circuito di collettore. Siccome il transistor ora funziona in saturazione, un segnale alternato applicato alla base non produrrà alcun segnale di uscita sul collettore.



Figura 10-37. - Confronto delle tensioni elettrode fra due stadi CAG controllati ad impulso: (A) a valvola; (B) a transistor.



Figura 10-38. - Confronto delle tensioni elettrode in stadi amplificatori CAG: (A) a valvola; (B) a transistore.

### 10-20. - Tensioni continue nei sistemi CAG.

Come si vede nella Fig. 10-37, le tensioni continue in uno stadio CAG controllato a impulsi a transistore sono radicalmente differenti da quelle di uno stadio CAG a valvola: le tensioni degli elettrodi del transistore sono molto più basse. Lo stesso accade per gli stadi amplificatori CAG.

Le tensioni continue indicate sui dati di servizio del televisore sono i valori che normalmente si misurano in assenza di segnale. Come è ovvio, le tensioni continue nel circuito CAG possono variare considerevolmente quando al televisore è applicato un forte segnale.

### 10-21. - Sintomi di guasto nel sistema CAG.

Numerosi sintomi di guasto derivano da difetti nel sistema CAG. Il seguente elenco contiene alcuni dei sintomi più comuni:

- 1) Immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 2) Mancanza di suono, mancanza di immagine, trama normale;
- 3) Immagine sovraccarica, frequentemente accompagnata da ronzio di interportante;
- 4) Immagine debole;
- 5) Stracciamento di immagine e modulazione di luminosità.

Nella Fig. 10-39 è illustrato un tipico sistema CAG a transistori. A prima vista esso appare alquanto differente da quello impiegato nei televisori a valvole. Anzitutto il transistore  $X_7$  non è un amplificatore di tensione continua ma invece è un amplificatore a FI. Però esso si

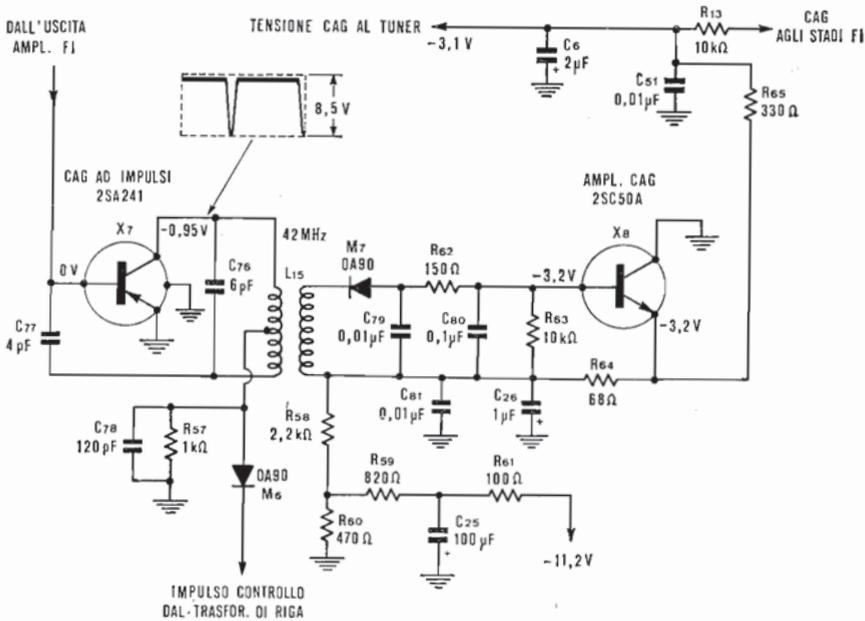


Figura 10-39. - Tipico circuito CAG a transistori.

trova posto fuori dalla sezione principale a FI e amplifica il segnale a FI solamente per il sistema CAG. Inoltre il transistor  $X_7$  è pilotato da un impulso proveniente dal sistema di deflessione, sicchè esso non conduce con continuità.

L'impulso di pilotaggio è fornito da un piccolo avvolgimento sul trasformatore di riga e la tensione di  $-0,95\text{ V}$  che si misura sul collettore di  $X_7$  è la tensione continua media rettificata dal diodo  $M_6$ .

Il segnale a FI di uscita dal trasformatore  $L_{15}$  viene applicato al diodo a semiconduttore  $M_7$ , che lo rettifica e sviluppa una corrispondente tensione continua su  $C_{79}$ . Un ulteriore filtraggio è fornito da  $R_{62}$  e  $C_{80}$ .

La base del transistor  $X_8$  è polarizzata dalla tensione CAG filtrata, combinata con la tensione continua proveniente dall'alimentazione a  $-11,2\text{ V}$ . In assenza di segnale, le tensioni di base e di emettitore sono fornite solamente dalla tensione a  $-11,2\text{ V}$  di alimentazione. Il

transistore  $X_8$  è collegato a collettore comune, allo scopo di adattare l'impedenza relativamente alta di  $M_7$  con la linea CAG a impedenza relativamente bassa.

*Tensioni continue in presenza di segnale.*

Quando un segnale a FI relativamente forte è applicato alla base di  $X_7$ , la tensione di collettore di  $X_7$  rimane praticamente invariata, dato che  $X_7$  funziona come amplificatore in classe A. (In un amplificatore in classe A il funzionamento del circuito è lineare e le tensioni continue di base e di collettore rimangono invariate anche quando si applica una tensione alternata). Però la situazione è alquanto diversa nello stadio amplificatore CAG. La base e l'emettitore di  $X_8$  ottengono la tensione continua non solo dall'alimentazione — 11,2 V, ma anche dal rettificatore  $M_7$ . Quando è presente un segnale a FI relativamente forte, la tensione continua alla base e all'emettitore di  $X_8$  cade ad un valore di circa — 2,3 V. Pertanto, la tensione sulla linea CAG del televisore varia da — 3,2 a — 2,3 V. Il guadagno a FI è massimo a — 3,2 V, mentre a — 2,3 V il guadagno a FI è considerevolmente ridotto. Con una tensione CAG meno negativa, il guadagno a FI diventa trascurabile.

Il gruppo di polarizzazione deve avere una resistenza alquanto bassa, poichè l'impedenza della linea CAG è bassa in confronto a quella dei televisori a valvole.

**10-22. - Analisi dei sintomi più comuni di guasto del sistema CAG.**

1) *Immagine negativa.*

L'immagine negativa si ha solo nei televisori ibridi che impiegano valvole nell'amplificatore a FI o in quelli che hanno un amplificatore video a valvole. Come si è detto, l'immagine negativa è causata da apprezzabile corrente di griglia. In un televisore ibrido la tensione di controllo CAG può essere ottenuta da un sistema a transistore. In questo caso il circuito CAG verrà disposto in modo da fornire una tensione di polarizzazione più negativa quando il livello di segnale a FI aumenta.

Riferendoci alla Fig. 10-40, il transistore  $X_1$  funziona come stadio CAG controllato ad impulsi: l'emettitore riceve il segnale video dal rivelatore video, la base è polarizzata stabilmente a 3 V e il collettore è alimentato ad impulsi da un avvolgimento del trasformatore di riga.

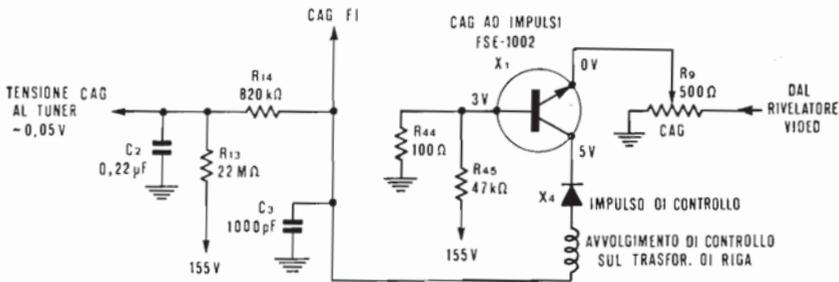


Figura 10-40. - Stadio CAG controllato ad impulsi, usato in un televisore ibrido.

Pertanto il transistore conduce solo durante l'intervallo di ritraccia. Si noti che  $X_1$  nella Fig. 10-40 è collegato come amplificatore ad emettitore comune e ciò è giustificabile poichè la linea CAG alle sezioni FI e RF controlla le griglie delle valvole, che hanno impedenze alte. I 5 V sul collettore di  $X_1$  sono ottenuti principalmente mediante rettificazione dell'impulso di controllo effettuata dal diodo  $X_4$ .

Esaminiamo ora cosa accade quando il rivelatore video applica la tensione del segnale video all'emettitore di  $X_1$ . Questa tensione, che tende al negativo, aumenta la polarizzazione diretta del transistore e perciò, quando il segnale video aumenta, la corrente di collettore aumenta. La corrente di collettore passa attraverso  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ , l'avvolgimento di controllo e attraverso  $X_4$  e l'aumentata corrente di collettore di  $X_1$  accresce la caduta di tensione su  $R_{13}$ , sicchè viene applicata agli stadi a FI e RF una polarizzazione negativa più alta.

L'uscita ad impulsi da  $X_1$  in Fig. 10-40 viene filtrata da  $C_3$ ,  $R_{14}$  e  $C_2$ . È evidente che qualunque difetto nel sistema CAG che impedisca alla tensione di controllo di aumentare correttamente, può dar luogo nei televisori ibridi ad un'immagine negativa.

Le cause possibili di immagine negativa sono:

- a) Cortocircuito di  $C_2$  o  $C_3$ ;
- c) Dispersione fra l'avvolgimento di controllo e il nucleo del trasformatore di riga;
- d) Comando CAG difettoso o con contatti incerti;
- e) Transistore difettoso;
- f) Resistori di valore alterato (poco probabile).

Controlli della forma d'onda e misure di tensioni continue saranno utili per individuare i componenti difettosi. Se  $C_2$  o  $C_3$  sono in cortocircuito, la tensione CAG sarà zero con e senza segnale. Un controllo con l'ohmetro confermerà che un condensatore è in cortocircuito o ha notevole dispersione.

Se il diodo a semiconduttore  $X_4$  è interrotto, la forma d'onda a impulso apparirà solo sul terminale dell'anodo del diodo, mentre sarà assente o debole sul terminale catodico (collegato al collettore di  $X_1$ ).

Se vi è dispersione fra l'avvolgimento per il CAG e il nucleo del trasformatore di riga, l'impulso di pilotaggio risulterà debole o mancante: un controllo con l'ohmetro confermerà la dispersione.

Supponiamo che il regolatore CAG ( $R_9$ ) in Fig. 10-40 sia di valore alterato o sia interrotto. La forma d'onda video all'emettitore di  $X_1$  mancherà o sarà debole. Un controllo con l'ohmetro confermerà il sospetto del difettoso controllo CAG.

Nel caso che il transistor  $X_1$  sia difettoso, le tensioni risulteranno alterate: se una giunzione è interrotta, non vi sarà alcuna corrente nel transistor e le tensioni degli elettrodi risulteranno alterate. Invece, se una giunzione è in cortocircuito, si avrà la stessa tensione su entrambi i terminali della giunzione. Frequentemente una giunzione presenta soltanto un cattivo rapporto di resistenza diretta-inversa. In questo caso le tensioni continue saranno quasi normali, ma la tensione di uscita di CAG varierà solo leggermente quando si aumenta il livello di segnale.

## 2) *Manca di audio, mancanza di immagine, trama presente.*

Come si è detto precedentemente, questo sintomo può essere causato da difetti nelle sezioni amplificatrici a RF, FI o video. Una localizzazione preliminare potrà essere eseguita cortocircuitando la linea CAG: se si ottengono immagini e suono normali, il guasto va cercato nel sistema CAG, che genera una tensione che interdice i transistori a FI.

Nel circuito di Fig. 10-39, per esempio, si misurerà sulla linea CAG una tensione leggermente negativa o zero.

Riferendoci alla Fig. 10-39, le cause possibili di mancanza di suono e di immagine dovuta a guasti nel sistema CAG sono:

- a) Condensatore CAG in cortocircuito ( $C_6$ ,  $C_{51}$ ,  $C_{26}$ ,  $C_{81}$ );
- b) Transistore CAG in cortocircuito ( $X_8$ );

- c) Saldatura che cortocircuita la linea CAG;
- d) Saldatura fredda che interrompa l'alimentazione a  $-11,2$  V;
- e) Interruzione nel circuito stampato che interrompa l'alimentazione;
- f) Resistore interrotto ( $R_{61}$ ,  $R_{59}$  o  $R_{58}$ ).

I condensatori sono la causa più frequente di guasti. Occorre fare attenzione anche a gocce di stagno che possono effettuare cortocircuiti nei circuiti miniaturizzati. I transistori hanno una vita lunga rispetto alle valvole ma possono egualmente guastarsi.

Quando sia stato sostituito un componente, vi è anche la possibilità di una saldatura fredda o dell'interruzione di un circuito stampato dovuta a danneggiamento meccanico. I resistori sono una causa meno probabile di guasti tuttavia i resistori di dimensioni molto piccole possono rompersi o interrompersi se si ha poca cura nel maneggiarli.

### 3) *Immagine sovraccarica frequentemente accompagnata da ronzio di interportante.*

Un'immagine sovraccarica, se causata da guasto nel sistema CAG, frequentemente diventa normale quando si blocca con una tensione continua fissa la linea CAG. Se non si ha un'adeguata tensione di uscita della sezione CAG quando è presente un segnale di livello normale, ciò conferma il guasto nel sistema CAG.

Riferendoci alla Fig. 10-39, si deve sospettare per primo il diodo  $M_6$ : se tale diodo è interrotto, la tensione a impulsi viene bloccata e il sistema CAG non può funzionare. Il transistore  $X_7$  risulta interdetto e  $M_7$  non può fornire alcuna tensione rettificata a  $X_8$ . Allora la tensione sul collettore di  $X_7$  è positiva, invece di essere  $-0,95$  V,  $X_8$  funziona come diodo rettificatore per il segnale a FI e sviluppa una tensione di collettore positiva.

Le cause possibili di un'immagine sovraccarica, eventualmente accompagnata da ronzio di interportante, dovuta a difetti del CAG sono:

- a) Diodo dell'impulso interrotto ( $M_6$  Fig. 10-39);
- b) Condensatore filtro del rettificatore in cortocircuito ( $C_{79}$  o  $C_{80}$  nella Fig. 10-39);

- c) Dispersione fra l'avvolgimento di CAG e il nucleo del trasformatore di riga;
- c) Interruzione di un collegamento del circuito stampato;
- e) Saldatura fredda nel circuito CAG;
- f) Resistore interrotto ( $R_{57}$  in Fig. 10-39).

Un'immagine sovraccarica con ronzio di interportante frequente è accompagnata da stracciamento orizzontale come illustrato nella Fig. 10-41. Il sovraccarico deriva dalla compressione o dal taglio degli impulsi di sincronismo, che impedisce al sistema di CAF dell'oscillatore orizzontale di bloccare stabilmente l'immagine.

Supponiamo che  $M_6$  nella Fig. 10-39 sia in cortocircuito. In questo caso l'impulso del CAG risulterà ancora applicato al collettore del transistor  $X_7$ , ma l'unica azione rettificatrice nel circuito sarà quella dovuta alla giunzione del collettore. Conseguentemente la tensione continua sul collettore risulterà inferiore al normale (circa  $-0,2$  V). La tensione continua della base di  $X_7$  risulterà positiva invece di zero (misurerà circa  $0,04$  V), l'uscita del transistor  $X_7$  sarà debole e la tensione di controllo CAG sarà inferiore al normale. Avverrà allora un sovraccarico nell'amplificatore a FI e diventano considerevoli le piegature di immagine. Siccome il sovraccarico è meno grave rispetto a quando  $M_6$  è interrotto, il ronzio di interportante avviene solo quando è presente un forte segnale.

Lo stesso sintomo può essere causato da dispersione in  $C_{76}$  e si deve controllare questo condensatore nel caso che si trovi che  $M_6$  non è in cortocircuito. I trasformatori come  $L_{15}$  raramente causano inconvenienti, a meno che non siano stati disaccordati. Però, se gli altri componenti sono in ordine, occorrerà controllare anche il trasforma-

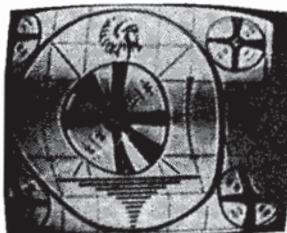


Figura 10-41. - Immagine sovraccarica con stracciamento orizzontale.

tore. Normalmente, un difettoso trasformatore non potrà essere accordato sulla frequenza media della banda passante a FI (circa 42 MHz).

#### 4) Immagine debole.

Quando un'immagine con contrasto basso è causata dal sistema CAG, bloccando con una tensione continua fissa la linea CAG si ripristinerà la normale immagine. La misura della tensione di controllo mostrerà che l'uscita del CAG è maggiore del normale, per quel dato livello di segnale. Sarà allora necessario un controllo sistematico per individuare il componente difettoso. Misure di tensione continua sui terminali del transistor forniranno indicazioni utili.

Riferendoci alla Fig. 10-39, le possibili cause di immagine debole causata da guasto nel sistema CAG sono:

- a) Condensatore CAG con perdite ( $C_6$ ,  $C_{51}$ ,  $C_{26}$  e  $C_{81}$ );
- b) Transistore amplificatore CAG ( $X_8$ ) con perdite;
- c) Condensatore di neutralizzazione interrotto;
- d) Resistore con valore eccessivo ( $R_8$  e  $R_9$ ).

I condensatori con perdite sono la causa più frequente di guasti. Però se i condensatori sono efficienti, bisognerà controllare il transistor amplificatore CAG. Se  $X_8$  (Fig. 10-39) presenta dispersione, le tensioni continue alla base e all'emettitore risulteranno inferiori al normale, a causa dell'eccessivo carico causato dalla dispersione verso massa tramite il collettore. In qualche caso, le tensioni di base e di emettitore possono ridursi a metà del loro valore normale. Un altro utile elemento è il ronzio di interportante che accompagna l'immagine debole.

Un'immagine debole può essere causata dall'interruzione di  $C_{77}$  in Fig. 10-39, dato che in questo caso il transistor  $X_7$  non è più neutralizzato. Allora il trasformatore  $L_{15}$  risuonerà su una frequenza più alta di 42 MHz, sicché ad  $M_7$  viene applicata una ridotta tensione di segnale.

Se  $C_{77}$  è guasto, si potrà tentare di ottenere il normale funzionamento riallineando  $L_{15}$ , ma ciò difficilmente produrrà il risultato desiderato: regolando il nucleo del trasformatore,  $L_{15}$  risuonerà a 42 MHz ma lo stadio diviene allora un oscillatore invece di un amplificatore, a causa della mancanza della neutralizzazione.

L'oscillazione dà luogo ad una eccessiva tensione a 42 MHz applicata a  $M_7$  e l'immagine diventa allora bruscamente invertita: invece di avere un'immagine debole, si ha un'immagine sovraccarica.

Resistori fuori valore sono meno frequenti, ma questa eventualità deve essere tenuta presente.

Supponiamo che  $R_{61}$  in Fig. 10-39 abbia un valore eccessivo. In questo caso il cinescopio presenterà un basso contrasto e sarà udibile nell'audio un fischio. Misure di tensioni continue su  $X_8$  proveranno che sia la base che l'emettitore presentano tensioni inferiori al normale e in un caso tipico si misurerà solo  $-1$  V.

Esaminiamo ora cosa accade quando si ha un aumento di valore di  $R_{65}$  in Fig. 10-39: le misure di tensione continua mostreranno una eccessiva caduta di tensione su  $R_{65}$ . Sebbene l'estremità del resistore collegata all'emettitore abbia una tensione più alta del normale, la estremità di  $R_{65}$  collegata alla linea CAG ha una tensione più bassa del normale. Un controllo con l'ohmetro confermerà il sospetto che  $R_{65}$  ha un valore eccessivo.

Consideriamo ora il caso che si abbia immagine debole in un televisore ibrido avente la sezione CAG a transistori. Riferendoci alla Fig. 10-40, un'immagine debole è causata da eccessiva tensione di uscita del circuito CAG. La causa più frequente è il regolatore  $R_9$  del CAG che, quando è difettoso, può provocare una resistenza eccessivamente alta vicino all'estremità di massa. Il controllo allora non avrà più un campo adeguato e verranno applicati all'emettitore del transistori segnali video eccessivi, indipendentemente dalla regolazione di  $R_9$ . Una misura con l'ohmetro confermerà il sospetto di un difettoso regolatore del CAG.

##### 5) *Stracciamento di immagine e modulazione di luminosità.*

Quando lo stracciamento di immagine è causato da guasto nel sistema CAG, il contrasto di solito risulta eccessivo, ma vi possono essere rare eccezioni. In ogni caso, se il sistema CAG è veramente difettoso, bloccando con una tensione continua fissa la linea CAG, si ripristinerà la normale immagine.

La modulazione di luminosità spesso accompagna lo stracciamento dell'immagine: l'anormale luminosità dello schermo avviene sulla parte dell'immagine dove lo stracciamento è maggiore.

In questo caso nello stadio CAG controllato ad impulsi, gli impulsi di sincronismo del segnale video risultano sfasati rispetto agli impulsi provenienti dal trasformatore di riga. Un controllo oscilloscopico sulla linea CAG mostrerà la presenza di una tensione alternata, insieme con la tensione continua di controllo.

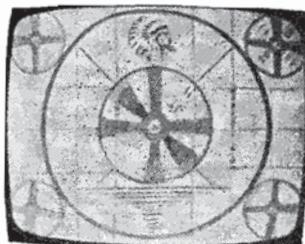


Figura 10-42. - Basso contrasto accompagnato da modulazione di luminosità.

Le cause possibili di stracciamento di immagine e di modulazione di luminosità dovuta a guasto del CAG sono:

- a) Diodo interrotto ( $M_6$  in Fig. 10-39 e  $X_4$  in Fig. 10-40);
- b) Diodo  $M_6$  (Fig. 10-39) in cortocircuito;
- c) Condensatori di neutralizzazione con dispersione ( $C_{77}$  nella Fig. 10-39);
- d) Interruzione nel collegamento stampato del circuito del diodo  $M_6$  in Fig. 10-39;
- e) Saldatura fredda nel circuito del diodo  $M_6$  in Fig. 10-39.
- f) Cortocircuito per saldatura difettosa nel circuito del diodo  $M_6$  in Fig. 10-39.

La modulazione di luminosità può anche avvenire per un guasto del CAG, senza che si abbia stracciamento di immagine. Per esempio, se  $R_{65}$  nella Fig. 10-39 aumenta di valore, il contrasto risulterà basso e la modulazione di luminosità diverrà evidente, come illustra la Fig. 10-42: la parte inferiore dell'immagine sarà eccessivamente luminosa, mentre la parte superiore è relativamente oscura. Per confermare che la modulazione di luminosità è effettivamente causata dal sistema CAG, si blocchi con una tensione continua fissa la linea CAG: se la modulazione di luminosità scompare, vuol dire che il guasto è nella sezione CAG.

La modulazione di luminosità può avvenire in qualunque parte dell'immagine. Per esempio la Fig. 10-43 mostra la modulazione di luminosità nella parte centrale di un'immagine debole, la quale è



Figura 10-43. - Modulazione di luminosità con stracciamento orizzontale.

stracciata verso la parte destra dello schermo. Se, bloccando con una tensione continua fissa la linea CAG, il sintomo scompare, il guasto è causato da difetto della sezione CAG. Riferendoci alla Fig. 10-39, la causa probabile è il transistor  $X_8$ : una dispersione fra collettore e base può provocare questo inconveniente, accompagnato da ronzio nell'audio. In questo caso, le tensioni continue alla base e all'emettitore risulteranno più basse del normale.

Gli stessi sintomi possono essere causati anche da un aumento di valore di  $R_{61}$  in Fig. 10-39: pure in questo caso le tensioni continue alla base e all'emettitore di  $X_8$  risulteranno molto inferiori al normale.

La modulazione di intensità, visibile nella Fig. 10-43 è causata dallo sfasamento fra gli impulsi di sincronismo del segnale video e gli impulsi provenienti dal trasformatore di riga: lo stadio CAG pilotato a impulsi non fornisce allora una tensione di uscita completamente costante mentre l'immagine viene analizzata dall'alto in basso e questa variazione nell'uscita CAG produce la modulazione di luminosità.

## CAPITOLO XI.

### L'AMPLIFICATORE A FI VIDEO E IL RIVELATORE VIDEO

#### **11-1. - Introduzione.**

I sintomi più comuni di guasto nell'amplificatore a FI video sono :

- 1) mancanza di immagine, mancanza di neve, trama normale (di solito con audio rumoroso o con solo rumore);
- 2) sdoppiamento di immagine (frequentemente accompagnato da audio distorto);
- 3) difettoso sincronismo verticale;
- 4) stracciamento di immagine;
- 5) cattivo contrasto;
- 6) ronzio di interportante;
- 7) immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 8) barre di ronzio nell'immagine (nei televisori ibridi e nei televisori a transistori alimentati a c.a.);
- 9) ricezione intermittente;
- 10) immagine macchiata;
- 11) sovraccarico nell'amplificatore a FI (immagine torbida).

Nel presente capitolo descriveremo dapprima i vari circuiti usati negli amplificatori a FI dei televisori a transistori e poi analizzeremo dettagliatamente i vari sintomi di guasto e le relative procedure di riparazione.

### 11-2. - Funzione dell'amplificatore a FI video.

L'amplificatore a FI video amplifica l'uscita a frequenza fissa del tuner, portandola ad un livello adatto ad essere rivelato dal rivelatore video e per essere infine applicata all'entrata dell'amplificatore video, come illustra schematicamente la Fig. 11-1.

A causa della limitata banda passante dell'amplificatore a FI video e a causa delle varie trappole in esso inserite, l'amplificatore a FI video amplifica solo una stretta banda di frequenze e da esso dipende in gran parte la sensibilità e la selettività del televisore, come avviene del resto anche nei normali radiorecettori a supereterodina.

La portante audio nella trasmissione televisiva è captata dalla stessa antenna che capta la portante video ed è amplificata dagli stessi stadi a radiofrequenza (RF) mescolatore e a frequenza intermedia (FI). La separazione fra i segnali audio e video può avvenire in qualunque punto dopo il selettore di canali, ma comunemente essi vengono separati sul rivelatore video.

Siccome i sistemi a interportante impiegano stadi audio e video comuni fino al rivelatore video, questi stadi debbono avere una larghezza di banda sufficiente a contenere le frequenze convertite di entrambe le portanti, che distano fra loro 5,5 MHz.

Un vantaggio dell'audio a interportante è che gli spostamenti di frequenza dell'oscillatore locale non pregiudicano quasi affatto la qualità del suono e inoltre la sintonia del televisore è facile. Però vi è l'inconveniente che si può avere nella ricezione dell'audio a FM un considerevole ronzio quando il televisore è sintonizzato male, oppure quando la modulazione audio del trasmettitore raggiunge il 100 %.

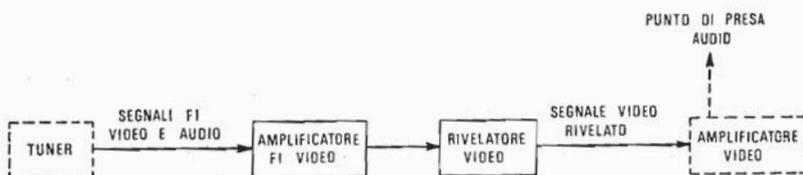


Figura 11-1. - Posizione dell'amplificatore a FI video nel ricevitore televisivo.

In questo capitolo esamineremo i circuiti comunemente usati negli amplificatori a FI video a transistori. Come è prevedibile, essi somigliano ai circuiti a valvole, ma con certe differenze.

Il guadagno a FI video per stadio è più basso con i transistori che con le valvole; inoltre, siccome il tuner a transistori fornisce un guadagno minore del tuner a valvole, l'amplificatore a FI a transistori deve compensare questo minore guadagno e quindi deve amplificare maggiormente. Infine, alle frequenze intermedie televisive le impedenze dei transistori sono circa 1/10 di quelle delle valvole, e il  $Q$  proprio dei transistori (ossia il rapporto fra la reattanza e la resistenza delle impedenze di entrata e di uscita) si riduce a circa 1/50 di quello delle valvole. Di questi fatti bisogna tener conto nel progetto degli amplificatori a FI a transistori.

### 11-3. - Guadagno necessario in un amplificatore a FI video.

Il guadagno di potenza necessario per l'amplificatore a FI video è uguale al guadagno totale necessario dall'antenna al rivelatore video, meno il guadagno del selettore di canali. Un valore normale di sensibilità è che con un segnale di  $25 \mu\text{V}$  su  $75 \Omega$  applicato all'entrata del

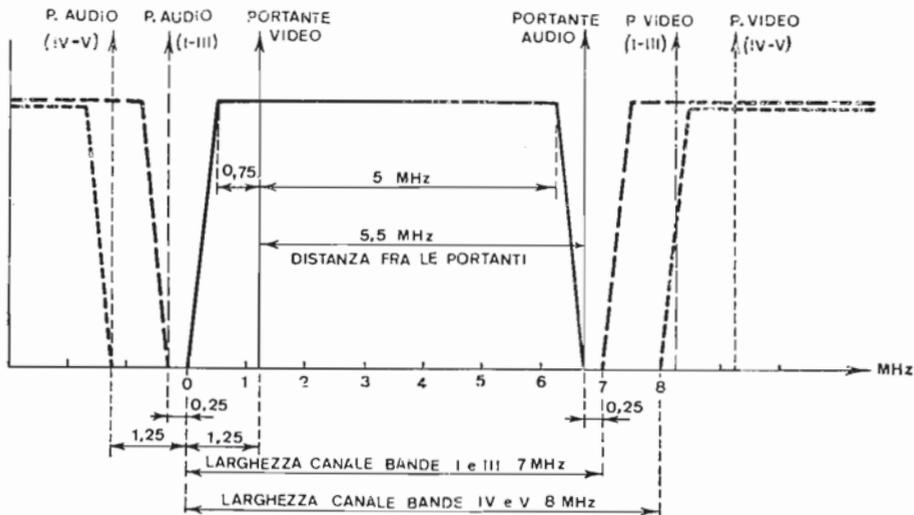


Figura 11-2. - Il canale europeo Gerber (B e G).

selettore di canali, si deve avere un segnale (sul massimo bianco) di  $1 V_{p-p}$  sul resistore di carico del rivelatore ( $4,7 k\Omega$ ), con contrasto normale. Ciò comporta un guadagno di potenza di circa 75 db dall'antenna all'uscita del rivelatore. Siccome il selettore di canali a transistori fornisce un guadagno di circa 20 db, l'amplificatore a FI video deve fornire un guadagno di potenza di almeno 55 db, corrispondenti a un guadagno di tensione, su uguali impedenze, di circa 800.

#### 11-4. - Larghezza di banda dell'amplificatore a FI video.

La frequenza centrale e la larghezza di banda necessari nell'amplificatore a FI video debbono essere conformi con le norme di trasmissione.

Il canale europeo Gerber (norme B e G) è illustrato nella Fig. 11-2. Nelle bande I e III (B) la larghezza del canale è di 7 MHz e lo scarto fra le portanti audio e video è di 5,5 MHz. Nelle bande IV e V (G) lo scarto fra le portanti audio e video è inalterato, ma la larghezza del canale è di 8 MHz. Occorre tener conto di ciò nello stabilire la posizione delle trappole per l'audio del canale adiacente, che in VHF debbono essere regolate su 47,25 MHz e in UHF su 48,25 MHz. I valori usati in Italia per la FI sono:

Per la portante video 45,75 MHz;

Per la portante audio 40,25 MHz.

Si tenga presente che in Italia la modulazione di immagine è negativa e l'audio viene trasmesso in modulazione di frequenza. Lo spettro del trasmettitore video è rappresentato schematicamente nella Fig. 11-3. I segnali di sincronismo corrispondono alla modulazione

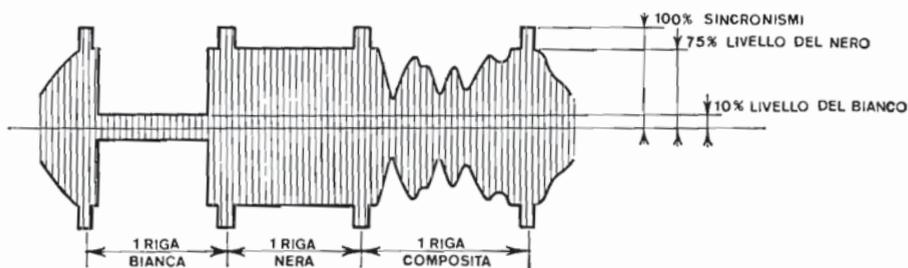


Figura 11-3. - Spettro video trasmesso secondo le norme europee Gerber.

al 100 %. Il livello del nero è al 75 % e il livello del bianco è al 10 % di modulazione. Il segnale della portante non è mai soppresso, poichè è indispensabile per il funzionamento dell'audio a interportante. Si può notare che il segnale di sincronismo è nello stesso senso dei segnali di disturbo: un disturbo violento può bloccare i sincronismi verticali o orizzontali del televisore, a meno che non sia attuato un dispositivo antidisturbo.

### 11-5. - Numero di transistori.

Per raggiungere il necessario guadagno a FI video di 55 db detto avanti, sono necessari tre, quattro e in qualche caso anche cinque transistori. Grossolanamente si può dire che il guadagno di uno stadio a FI video a transistori si aggira intorno a 20 db; gli effettivi guadagni ottenuti, dipendono evidentemente da vari fattori quali il sistema di CAG, le trappole ecc. inseriti nel circuito.

Per confronto, una moderna valvola con griglia a quadro può dare un guadagno di circa 30 db in uno stadio a FI video, sicchè laddove sono normalmente necessari tre transistori sarebbero sufficienti solo due valvole.

In qualche caso nel tuner e nell'amplificatore a FI video si usano gli stessi tipi di transistori dato che, anche su 40-45 MHz, non può essere trascurata la reazione interna che si ha nei transistori VHF correntemente disponibili. Tuttavia, i transistori per l'amplificatore a FI video possono avere frequenza di taglio più bassa di quella usata nei tuner e normalmente sono di tipo differente.

I transistori per FI video di solito sono del tipo p-n-p al germanio diffuso. Possono usarsi anche transistori n-p-n o al silicio. Nel canale a FI video i transistori frequentemente sono montati su zoccolo per facilitare la sostituzione, ma quando i valori di frequenza intermedia sono alquanto bassi non è necessario selezionare i transistori e questi saranno saldati ai relativi circuiti stampati.

La maggior parte dei transistori VHF usati impiegano custodie piccole e ciò facilita la riduzione delle dimensioni fisiche dell'amplificatore a FI in confronto con gli amplificatori a valvole. La riduzione delle dimensioni è anche facilitata dalla molto minore dissipazione di calore degli amplificatori a transistori, dato che il consumo di potenza è solo 1/15 di un analogo amplificatore a valvole. Questa riduzione di dimensioni rende necessario l'uso di particolari tecniche nell'ese-

cuzione dei collegamenti allo scopo di ridurre capacità parassite, indesiderati accoppiamenti e dispersioni verso massa.

Sebbene in generale siano necessari tre transistori per compiere le funzioni di due valvole, dato che i transistori risultano più economici delle valvole il costo totale di un amplificatore a FI risulta circa lo stesso nei sistemi a valvole e a transistori. Nella Fig. 11-4 sono indicati i guadagni e i livelli di tensione che si hanno normalmente in un amplificatore a FI video a tre stadi.

### 11-6. - Il transistore come amplificatore accordato.

Il progetto di uno stadio amplificatore accordato da impiegare in un amplificatore a FI video a transistori è complicato, poichè si debbono tener presenti la frequenza centrale della banda, il guadagno di potenza, la larghezza di banda, l'adattamento di impedenza dei circuiti accordati, la stabilità, la neutralizzazione ecc. Al di sotto della frequenza di taglio del transistore, la configurazione a emettitore comune, per effetto della sua intrinseca reazione negativa, può presentare un guadagno maggiore o una stabilità migliore rispetto a quella a base comune.

Le normali frequenze intermedie sono sensibilmente inferiori alle frequenze di taglio dei transistori attualmente disponibili, sicchè gli amplificatori a FI video di recente progetto usano tutti la configurazione a emettitore comune. Nei primi televisori a transistori, che impiegavano transistori con frequenze di taglio più basse, si usava in qualche caso anche la connessione a base comune.

Nei televisori commerciali le polarizzazioni e i circuiti di neutralizzazione hanno comunemente valore fisso e si può così ottenere una

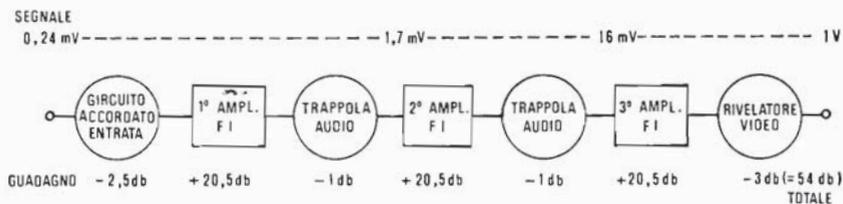


Figura 11-4. - Tipici livelli di tensione e di guadagno nell'amplificatore a FI video.

maggior uniformità di produzione con la configurazione ad emettitore comune.

Un amplificatore a emettitore comune richiede un transistor avente frequenza di taglio almeno cinque volte la frequenza di funzionamento, e preferibilmente otto o dieci volte.

Un transistor a FI video deve amplificare soddisfacentemente ad alcune decine di megahertz ed è perciò necessario che la frequenza di taglio sia di varie centinaia di megahertz. Tali frequenze di taglio sono ora disponibili con vari tipi di transistori, quali i MADT, Mesa, PADT e Drift.

I circuiti equivalenti che oggi vengono frequentemente usati per ricavare le proprietà dei transistori nel loro impiego come amplificatori a FI vanno oltre lo scopo del presente libro, ma da essi possono essere ricavate alcune conclusioni interessanti: le capacità di uscita e di entrata di un transistor sono importanti poichè influiscono sul progetto dei circuiti accordati impiegati. Esse debbono essere sufficientemente piccole per ottenere le larghezze di banda video e audio necessarie, senza dover porre in parallelo resistori di smorzamento.

Nei transistori per VHF ora disponibili per gli amplificatori a FI video dei televisori a transistori, la capacità di uscita è normalmente dell'ordine di 1 pF, sicchè gli effetti sui circuiti risonanti sono relativamente piccoli. La capacità di entrata è frequentemente alquanto più alta (dell'ordine della decina di picofarad) e deve essere tenuta presente nel progetto, in quanto comporta problemi di adattamento dell'entrata del transistor con il circuito accordato.

I parametri dei transistori per VHF sono alquanto più sensibili alle variazioni di temperatura, di tensione e di corrente, di quelli delle valvole, sicchè il progetto di un amplificatore a transistori risulta frequentemente diverso, sotto molti aspetti, da un amplificatore a valvole.

### **11-7. - Adattamento negli amplificatori accordati.**

Per ottenere il massimo guadagno nello stadio amplificatore a transistori accordato, l'impedenza del generatore del segnale (ossia l'impedenza di uscita del transistor precedente) deve essere adattata all'impedenza di carico (di solito l'impedenza di entrata del transistor dello stadio successivo). L'adattamento normalmente viene ottenuto mediante circuiti che impiegano capacità o induttanze, mentre gli adattamenti resistivi potrebbero introdurre inaccettabili perdite.

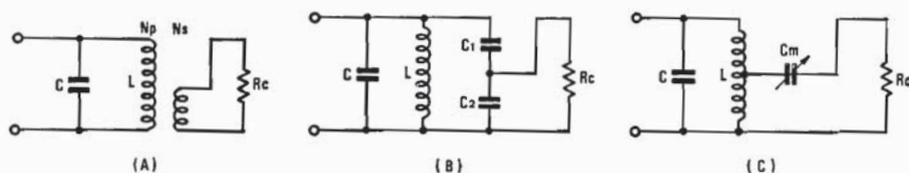


Figura 11-5. - Sistemi di adattamento di impedenza: (A) a trasformatore; (B) a partitore di tensione capacitivo; (C) con capacità in serie

Vi sono tre sistemi più comuni di adattamento negli stadi amplificatori a FI video, illustrati nella Fig. 11-5:

- a) a trasformatore;
- b) con partitore di tensione capacitivo;
- c) con capacità in serie.

Nell'adattamento a trasformatore di Fig. 11-5 A la resistenza di carico  $R_c$  appare al primario come una resistenza  $R_c'$  tale che

$$R_c' = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \times R_c$$

dove  $N_p$  e  $N_s$  sono i numeri di spire del primario e del secondario del trasformatore. Pertanto mediante una scelta opportuna del rapporto di spire  $N_p/N_s$ , è possibile ottenere che il generatore « veda » un carico uguale alla propria impedenza di uscita: questa è la condizione per il massimo trasferimento di potenza. (Si suppone che il fattore di accoppiamento del trasformatore sia uno, ciò che è quasi vero nei trasformatori a FI).

Nel sistema di adattamento a partitore di tensione capacitivo di Fig. 11-5 B, supponendo un circuito accordato senza perdite e ponendo in relazione le potenze di entrata e di uscita nel circuito di adattamento, si può vedere che il carico riflesso presentato al circuito accordato è circa

$$R_c' = \left( \frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 \times R_c$$

dove  $C_1$  e  $C_2$  sono rispettivamente le capacità dei condensatori in alto e in basso nel partitore di tensione.

Nel circuito di adattamento con capacità in serie (Fig. 11-5 C) il valore della capacità di adattamento in serie  $C_m$  va regolato in modo da ottenere il massimo trasferimento di potenza e questa regolazione di solito è effettuata sperimentalmente. Questo circuito frequentemente viene usato per adattare l'ultimo transistor a FI video con il rivelatore video.

I circuiti di adattamento di impedenza possono essere in pratica combinazioni di due o tre dei circuiti fondamentali riportati nella Fig. 11-5.

Abbiamo supposto finora che l'impedenza del generatore sia su tutto il circuito accordato e che si abbia su esso l'impedenza di carico. In pratica, per considerazioni di larghezza di banda, frequentemente è necessario adattare il circuito di uscita del transistor al circuito risonante, invece di collegarlo ai capi di esso. In questo caso vale ancora il principio dell'adattamento fra generatore e carico e con l'adattamento si ottiene che la resistenza riflessa del generatore, vista dal circuito accordato, è uguale alla resistenza di carico riflessa, così da poter trascurare la relativamente alta impedenza del circuito accordato.

Nella Fig. 11-6 vi è un tipico circuito accordato di accoppiamento fra gli stadi a FI video avente un primario ad accordo unico, un secondario aperiodico ed un trasformatore di adattamento.

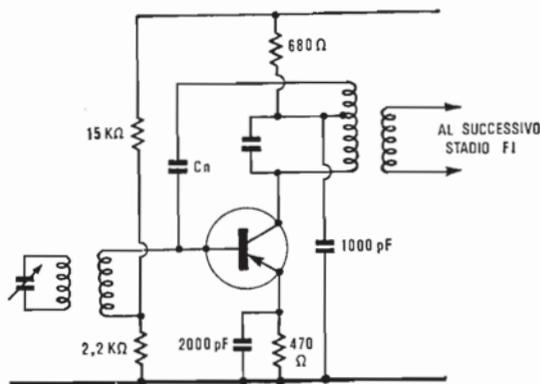


Figura 11-6. - Tipico stadio amplificatore a FI ad accordo unico, accoppiato con trasformatore a due avvolgimenti.

può anche avvenire mediante un autotrasformatore come in Fig 11-7 e allora si ha il vantaggio di un unico avvolgimento sul trasformatore, con economia nella costruzione e minori perdite.

Frequentemente si usa il metodo del partitore di tensione capacitivo, illustrato precedentemente nella Fig. 11-5 B. Il suo principale vantaggio è la facilità di progetto e la minore influenza delle variazioni di capacità di entrata del transistor, a causa della capacità relativamente grande posta in parallelo ad esso.

Nei circuiti passabanda l'adattamento con partitore capacitivo consente di aumentare la bontà del circuito. Infatti la bassa resistenza di entrata del transistor, se direttamente inserita sul circuito accordato, richiederebbe un elevato valore di  $C$  nel circuito accordato per ottenere una larghezza di banda sufficientemente stretta.

Il circuito a partitore di tensione capacitivo consente di usare un valore di capacità di accordo più piccolo. Frequentemente la capacità di entrata del transistor costituisce una delle capacità del partitore di tensione e quindi nello schema si vede esplicitamente un solo condensatore.

Indipendentemente dal metodo di adattamento usato negli amplificatori a FI, gli attuali transistori richiedono di adattare resistenze di entrata dell'ordine di  $100 \Omega$  con resistenze di uscita dell'ordine di  $10 \text{ k}\Omega$ . Con l'adattamento a trasformatore ciò comporta un rapporto di spire di 10 a 1 fra il circuito primario (collettore-massa) e il circuito secondario (base-massa).

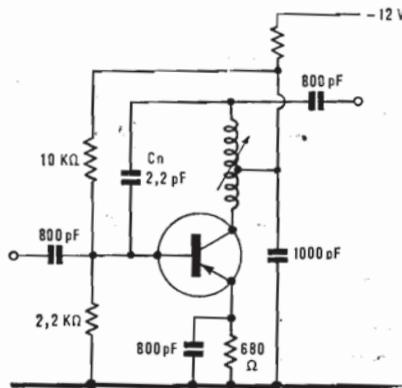


Figura 11-7. - Tipico stadio amplificatore a FI ad accordo unico, accoppiato ad autotrasformatore.

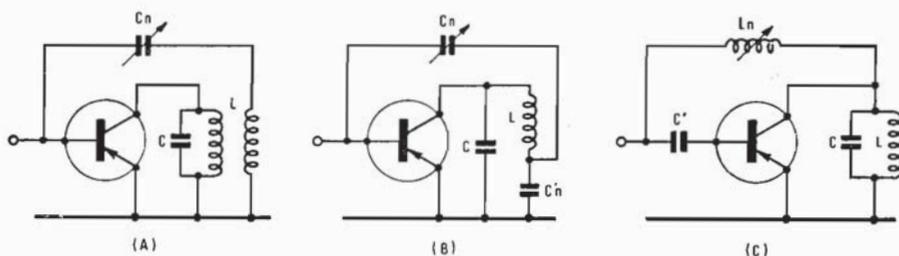


Figura 11-8. - Circuiti di neutralizzazione usati negli stadi amplificatori a FI video a transistori: (A) neutralizzazione a trasformatore; (B) neutralizzazione capacitiva; (C) neutralizzazione induttiva.

La scelta del tipo di circuito di adattamento e i valori dei componenti debbono tener conto della considerevole variazione dei parametri che si ha nella produzione dei transistori.

### 11-8. - Neutralizzazione negli amplificatori a FI video.

Come con i tubi elettronici, quando il circuito di entrata e il circuito di uscita di uno stadio amplificatore a transistori sono accordati sulla stessa frequenza, è probabile che lo stadio possa entrare in oscillazione, a meno che non venga attuato un particolare accorgimento che si chiama *neutralizzazione* e che consiste nell'introdurre all'entrata dello stadio un segnale proveniente dall'uscita e avente fase opposta a quella che giunge all'entrata direttamente tramite il transistor.

La neutralizzazione degli stadi amplificatori a FI video a transistori è resa relativamente facile dal fatto che la frequenza di funzionamento è fissa ed è relativamente bassa sicchè si possono usare senza difficoltà componenti di neutralizzazione fissi. Inoltre, alla frequenza intermedia di varie decine di megahertz, la reazione interna è minore che alle frequenze ancora più alte.

Nei primi televisori a transistori, per compensare le ampie differenze che si avevano nei parametri dei transistori, erano impiegati componenti di neutralizzazione semifissi, ma la migliore costanza dei parametri dei transistori attuali ha reso superflua questa possibilità di regolazione.

Nella Fig. 11-8 sono illustrati tre circuiti di neutralizzazione usati negli stadi amplificatori a FI video a transistori. Nel metodo di neutra-

lizzazione a trasformatore di Fig. 11-8 A, l'inversione di fase per la tensione di neutralizzazione è ottenuta mediante un trasformatore. Nel metodo a reazione capacitiva di Fig. 11-8 B l'inversione di fase è ottenuta creando una massa virtuale in un punto dell'induttanza di accordo mediante un condensatore ausiliario  $C_n'$  e portando il segnale di neutralizzazione alla base del transistor mediante un condensatore  $C_N$ . Nel metodo a induttanza in serie,  $L_n$  costituisce un circuito risonante in parallelo (ad alta impedenza) con la capacità di reazione interna del transistor, riducendo così la reazione interna a proporzioni trascurabili.

Il circuito di neutralizzazione adottato nei vari televisori dipende da varie considerazioni. La neutralizzazione induttiva è meno comune di quella capacitiva o a trasformatore, poichè essa può provocare accoppiamenti induttivi indesiderati, che possono dar luogo ad inconvenienti.

Siccome la sovraneutralizzazione in genere produce una stabilità peggiore della sottoneutralizzazione, in pratica per compensare le differenze di produzione dei transistori si usa sottoneutralizzare leggermente. In molti casi non è impiegata alcuna neutralizzazione nell'amplificatore a FI video, poichè i circuiti di accoppiamento a frequenza fissa e ad accordo unico hanno un alto grado di stabilità e l'aumento di guadagno ottenibile con la neutralizzazione (circa 2 db) frequentemente non compensa la complessità e il costo del circuito di neutralizzazione.

### 11-9. - Stadi amplificatori a FI a transistori in cascata.

Finora abbiamo esaminato un singolo stadio amplificatore con accordo unico. Esaminiamo ora l'uso di circuiti di accoppiamento ad accordo doppio (ossia a banda passante) per collegare fra loro i vari stadi amplificatori a FI video ed ottenere il guadagno e la larghezza di banda necessari per l'amplificatore a FI video di un televisore a transistori.

L'amplificatore a FI video deve amplificare una certa banda di frequenze, posta attorno ad una frequenza centrale. Ciò può essere ottenuto in due modi: o mediante un accordo dei vari stadi sulla stessa frequenza o mediante un accordo sfalsato (su frequenze diverse) dei singoli stadi. Nell'accordo dei vari stadi sulla stessa frequenza centrale, la risposta dei singoli stadi è progettata in modo da dare la necessaria larghezza di banda totale. Nell'accordo sfalsato, i singoli stadi sono accordati su differenti frequenze, scelte opportunamente in modo da

ottenere la necessaria risposta totale. Entrambi i metodi sono ampiamente usati e la scelta dipende dal tipo di televisore.

Negli amplificatori a FI video a valvole si usa quasi sempre l'accordo sfalsato allo scopo di ottenere un elevato guadagno totale ed un ottimo compromesso fra guadagno e larghezza di banda per ogni stadio. Negli stadi amplificatori a transistori, l'accordo sfalsato può dare un guadagno minore dell'accordo dei vari stadi sulla stessa frequenza. Per questa ragione vi è la tendenza con i transistori ad usare stadi amplificatori a larga banda accordati sulla stessa frequenza e effettuare i tagli necessari per i bordi della banda passante mediante trappole opportunamente inserite. Per contro, la stabilità di un amplificatore con accordo sfalsato è notevolmente migliore poichè non vi sono amplificatori aventi la stessa frequenza quindi vi è minore probabilità di reazione.

Nella Fig. 11-9 sono illustrati i circuiti ad accordo unico e ad accordo doppio. Nel circuito ad accordo unico di Fig. 11-9 A il secondario del trasformatore è aperiodico e la curva di risposta ha la forma indicata.

Nel circuito ad accordo doppio di Fig. 11-9 B i due circuiti accordati  $L_1 C_1$  e  $L_2 C_2$  sono accoppiati dall'induttanza mutua o da un condensatore di accoppiamento  $C_k$  o da una combinazione di entrambi questi due modi di accoppiamento, così da ottenere una curva di risposta con sommità appiattita su tutta la larghezza di banda necessaria. In pratica possono essere usati circuiti ad accordo unico e circuiti ad ac-

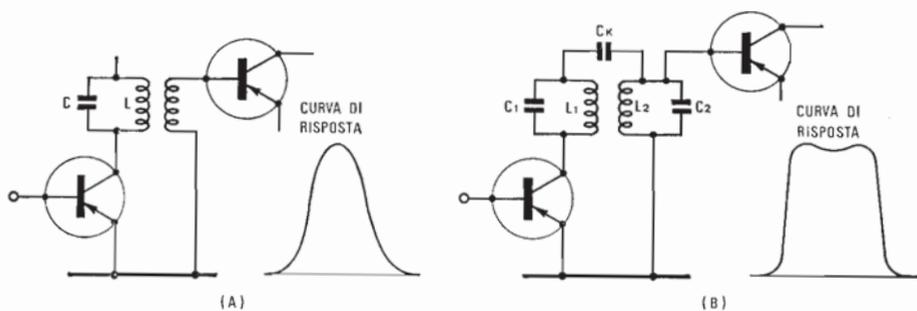


Figura 11-9. - Circuiti di accoppiamento fra stadi amplificatori a FI video a transistori: (A) ad accordo unico; (B) ad accordo doppio.

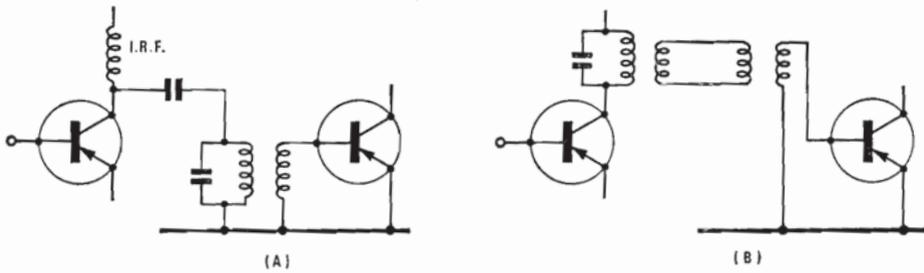


Figura 11-10. - Accoppiamento ad impedenza (A) e a link (B) fra stadi amplificatori a FI video a transistori.

cordo doppio, separatamente o insieme. La stabilità tende ad essere più alta negli stadi ad accordo unico.

Generalmente si usano circuiti ad accordo unico nei primi stadi dell'amplificatore a FI video, poichè gli effetti di disaccordo provocati dal CAG sono minori rispetto ai circuiti ad accordo doppio. Il circuito ad accordo unico è anche preferito nello stadio finale, dove il forte smorzamento causato dal rivelatore video riduce al minimo il vantaggio dell'impiego di un più costoso circuito ad accordo doppio. Gli stadi centrali dell'amplificatore video sono frequentemente accoppiati con trasformatori ad accordo doppio.

Si possono avere altri circuiti di accoppiamento fra gli stadi, come ad esempio l'accoppiamento ad impedenza illustrato nella Fig. 11-10 A, dove il circuito accordato è alimentato in parallelo mediante un'impedenza o un resistore inserito nel circuito di collettore del transistor pilota.

In qualche caso si trova l'accoppiamento con link (secondario di accoppiamento) a bassa impedenza, come in Fig. 11-10 B. Questo tipo di accoppiamento lo si trova più frequentemente all'entrata dell'amplificatore a FI video, dato che il primo trasformatore a FI video è di solito situato sul tuner mentre l'amplificatore a FI video è ad una certa distanza da esso. Se il primo trasformatore a FI venisse posto nell'amplificatore a FI, sarebbe necessaria una connessione ad alta impedenza fra il tuner e l'amplificatore a FI.

La Fig. 11-11 illustra uno fra i più frequenti sistemi di accoppiamento a FI usati nei televisori a transistori. All'uscita dell'amplificatore a FI video, l'accoppiamento al rivelatore presenta alcuni partico-

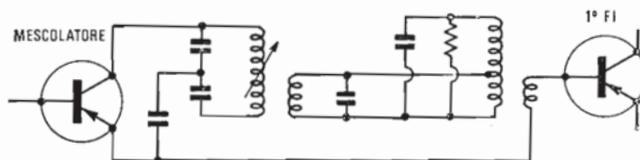


Figura 11-11. - Circuito di accoppiamento di entrata all'amplificatore a FI video.

lari problemi che influiscono sul tipo di circuito accordato da usare. Ciò verrà trattato in seguito, nella sezione che tratta il rivelatore video.

Il guadagno tipico di 20 db per stadio viene agevolmente ottenuto con gli attuali transistori. Come si è detto avanti, è necessario un guadagno totale dell'amplificatore a FI video di almeno 55 db. Ciò può essere ottenuto con tre stadi a transistori, mentre nei primi televisori si impiegavano quattro o anche cinque stadi. Per una tensione di  $1 V_{p-p}$  al rivelatore si hanno, in un amplificatore a tre stadi e alla frequenza centrale, livelli di tensione di circa 0,15 mV, 1,5 mV, e 15 mV alle basi rispettivamente del 1°, 2° e 3° transistore. Le cifre di rumore che si hanno attualmente negli amplificatori a FI video si aggirano su meno di 6 db.

#### 11-10. - Polarizzazione degli stadi a FI video.

La tensione e la corrente di polarizzazione degli amplificatori a FI video a transistore sono critiche, poichè da esse dipendono il guadagno del transistore, l'impedenza e la risposta in frequenza. Sono possibili molti sistemi di polarizzazione, ma nella maggior parte dei casi si trova uno dei due sistemi illustrati nella Fig. 11-12.

Per lo stadio a FI generalmente viene scelta la massima corrente di polarizzazione possibile, poichè con i transistori normalmente usati il guadagno aumenta al crescere della corrente di collettore, fino a circa 5 mA. Inoltre la stabilità migliora aumentando la corrente di collettore. Anche la tensione di collettore influisce sul guadagno, poichè questo tende ad aumentare al crescere della tensione. Naturalmente vi è un limite, dato dalla massima dissipazione ammissibile nel transistore. I transistori per VHF correntemente impiegati negli stadi a FI video hanno una dissipazione massima ammissibile di

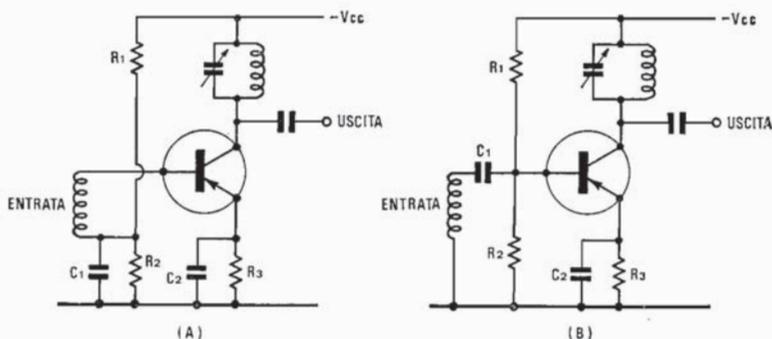


Figura 11-12. - Sistemi più comuni di polarizzazione continua:  
(A) in serie; (B) in parallelo.

qualche decina di milliwatt, alla massima temperatura ambiente prevedibile. Per tener conto delle varie tolleranze prevedibili nei resistori e nella tensione di alimentazione, di solito la tensione e la corrente vengono fissate in modo da sviluppare una dissipazione massima di  $30 \div 40$  mW, e per questa ragione le tensioni si aggirano solitamente fra 6 e 9 V e le correnti fra 3 e 6 mA.

Nel circuito di polarizzazione il resistore di emettitore svolge due funzioni: esso determina la corrente di emettitore e quindi la corrente di collettore e stabilizza la corrente di collettore contro le variazioni di temperatura (quanto maggiore è la resistenza di emettitore, tanto migliore sarà la stabilizzazione termica).

La tensione continua di alimentazione deve presentare la più bassa resistenza in serie così da risentire meno possibile delle variazioni di correnti di collettore prelevate su di essa. In alcuni televisori è attuata una stabilizzazione di tensione per l'alimentazione continua. Pertanto, i circuiti di polarizzazione di Fig. 11-12 debbono tener conto delle tolleranze prevedibili di  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , della resistenza ohmica del primario del trasformatore e delle eventuali variazioni della tensione continua di alimentazione, della corrente di dispersione del transistor e della temperatura ambiente. Le correnti di collettore verranno comunque scelte in modo che non venga mai oltrepassata la massima dissipazione ammissibile per il transistor.

Nei circuiti di polarizzazione verranno aggiunti condensatori di disaccoppiamento dove è necessario, allo scopo di ottenere basse im-

pedenze alle frequenze del segnale. Questi condensatori di disaccoppiamento debbono avere bassa induttanza e possibilmente saranno del tipo a passante. Alle frequenze intermedie di decine di megahertz sono sufficienti capacità di disaccoppiamento di 1.000-2.000 pF.

I transistori a base diffusa, che sono quelli più frequentemente usati negli amplificatori a FI video, presentano limitazioni causate dal fatto che la giunzione base-emettitore ammette una tensione inversa massima dell'ordine di 1 V. Ciò rende necessario progettare con cura il circuito di entrata per evitare che si manifestino tensioni inverse più alte di quelle ammissibili, per effetto di sovraccarichi o di disturbi.

### 11-11. - CAG negli amplificatori a FI video.

Quasi tutti i moderni televisori a transistori impiegano il controllo automatico di guadagno (CAG) nell'amplificatore a FI video; in qualche caso questo controllo non agisce sul tuner. La trattazione particolareggiata del CAG è stata svolta nel Capitolo X insieme all'amplificatore video; qui è sufficiente considerare disponibile una adatta tensione di controllo continua, positiva o negativa.

Vi sono vari punti nell'amplificatore a FI video dove può essere applicato il controllo di guadagno. Teoricamente, il CAG dovrebbe agire sullo stadio amplificatore a FI del tuner solo dopo che il guadagno dell'implificatore a FI video sia stato ridotto sufficientemente, così da aumentare il rapporto segnale/disturbo. Una eccessiva riduzione del guadagno a FI senza riduzione del guadagno a RF darebbe luogo a modulazione incrociata causata dai segnali forti che si possono avere sullo stadio di entrata a FI.

I transistori hanno una caratteristica corrente di collettore-tensione di base che presenta una pendenza bassa vicino all'interdizione e una pendenza alta per i valori normali di corrente. Sorge quindi il problema di tenere inizialmente alto il segnale di entrata e ridurre il guadagno a FI, poi quando si sia raggiunto un determinato livello di guadagno a FI mantenere costante questo guadagno mentre viene ridotto il guadagno a RF. Se non si attua alcun provvedimento per tenere costante il guadagno a FI mentre il guadagno a RF viene ridotto, aumenta il pericolo di modulazione incrociata nell'amplificatore a FI.

Un metodo per attuare il controllo automatico di guadagno a FI tenendolo al massimo livello consiste nell'usare un diodo livellatore che entri in funzione quando sia stato raggiunto questo livello. Una

altra possibilità per evitare il sovraccarico consiste nell'uso di un diodo ausiliario di smorzamento sul primo circuito accordato a FI, che entri in funzione dopo che il CAG abbia raggiunto un certo livello.

Nel Capitolo X sono stati descritti due sistemi di CAG: diretto e inverso e si è visto che il CAG diretto funziona aumentando la corrente di collettore del transistor attraverso un resistore disaccoppiato inserito nel circuito di collettore, con conseguente riduzione della tensione collettore-emettitore e del guadagno; il CAG inverso funziona riducendo la corrente di collettore e quindi il guadagno mentre viene tenuta costante la tensione di collettore.

Si è riscontrato in pratica che i sistemi CAG diretto e inverso hanno circa lo stesso campo di controllo dinamico. A causa dell'aumento della caduta di tensione diretta base-emettitore quando aumenta la corrente di collettore, le prestazioni del CAG diretto sono leggermente migliori di quelle del CAG inverso. Per contro il CAG inverso comporta variazioni di impedenza minori nel transistor e quindi minori variazioni di accordo.

A causa delle caratteristiche opposte dei due sistemi, frequentemente troviamo usati in differenti punti della catena dell'amplificatore sia il sistema CAG diretto che quello inverso. Per esempio, frequentemente troviamo il CAG diretto nel tuner e negli stadi a FI video a larga banda, mentre quello inverso agisce sugli stadi a banda passante stretta dell'amplificatore a FI, dove è importante ridurre al minimo lo spostamento di frequenza.

Il resistore di caduta di tensione per il CAG diretto può essere nel circuito di collettore, in quello di emettitore (aggiunto al resistore di polarizzazione) oppure diviso fra i due. Per questo componente i valori più comuni sono da 500 a 2.000  $\Omega$ . Più frequentemente il resistore di caduta di tensione è nel circuito di collettore, poichè se esso viene impiegato nel circuito di emettitore il funzionamento a collettore comune in questo stadio richiede un'escursione di tensione di controllo CAG più grande.

Un fattore che influisce sulla scelta del circuito CAG è il tipo di circuito accordato usato. Dove le variazioni delle capacità di entrata e di uscita del transistor al variare della polarizzazione sono smorzate da grandi capacità del circuito accordato, le maggiori variazioni di impedenza causate dalle variazioni di tensione, che si hanno con il sistema CAG diretto, sono meno critiche. Dove invece la capacità del circuito è piccola, sarà da preferire il CAG inverso poichè si ha minore variazione di impedenza nel transistor.

Alcuni dei primi amplificatori a FI video usavano transistori a tetrodo e il CAG veniva effettuato mediante regolazione della tensione di polarizzazione della seconda base del transistor.

La corrente in un transistor può essere controllata direttamente, variando la corrente di emettitore o indirettamente, variando la corrente della base, la quale agisce così sull'amplificazione di corrente del transistor. Il controllo della corrente di collettore agendo sulla base è il mezzo più comune, ma è frequentemente usato il controllo sull'emettitore poichè il circuito di emettitore è parzialmente isolato rispetto al circuito di base e di collettore e il controllo di guadagno influisce meno sull'accordo.

Frequentemente l'amplificatore video comprende un amplificatore di tensione continua per rinforzare la tensione o la corrente di controllo, portandola a un livello più soddisfacente prima di applicarla allo stadio a FI e allora è possibile il controllo sull'emettitore.

In qualche caso, come illustra la Fig. 11-13, il primo transistor a FI serve come amplificatore a c.c. che applica al tuner la corrente di CAG amplificata. Altri circuiti che usano i principi di amplificare la corrente CAG in uno stadio prima di applicarla ad un altro sono illustrati nelle Fig. 11-14 e 11-15. Nella Fig. 11-14 il segnale CAG è applicato alla base del secondo transistor; la corrente amplificata all'emettitore di questo stadio viene applicata alla base del primo transistor, dove essa viene ancora amplificata del guadagno di corrente a c.c. di tale transistor.

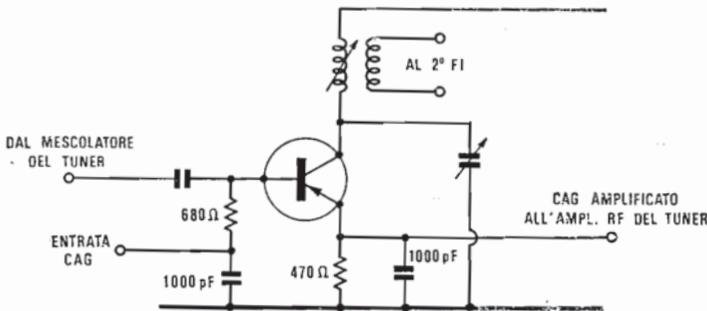


Figura 11-13. - Primo stadio amplificatore a FI video usato per amplificare la corrente di CAG per l'amplificatore a RF del tuner.

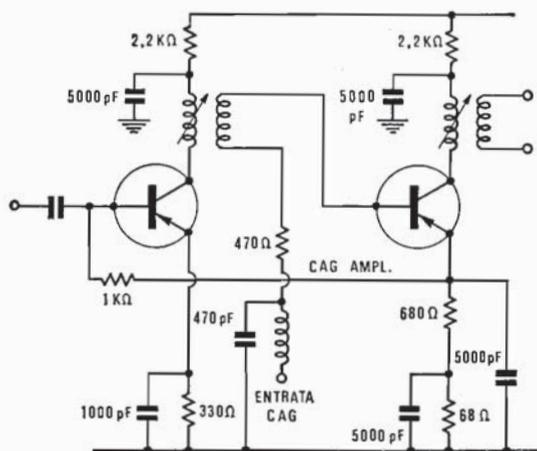


Figura 11-14. - Secondo stadio amplificatore a FI video usato per amplificare la corrente di CAG per il primo stadio.

Nella Fig. 11-15, il CAG diretto è applicato alla base del primo transistor, dall'emettitore di questo va alla base del secondo transistor e dall'emettitore di questo transistor va all'emettitore del terzo transistor. Come si vede, tutti e tre gli stadi sono controllati dal CAG.

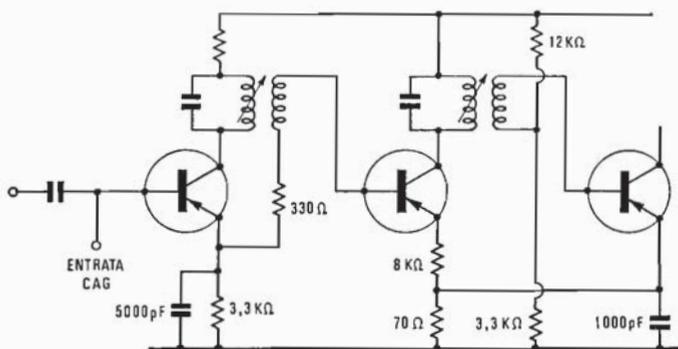


Figura 11-15. - Primo stadio amplificatore a FI video usato per amplificare la corrente di CAG per il secondo stadio; a sua volta questo controlla il terzo stadio.

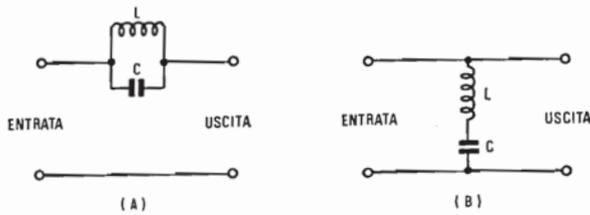


Figura 11-16. - Circuiti trappola usati negli amplificatori a FI video: (A) a risonanza in parallelo; (B) a risonanza in serie.

I valori di controllo CAG ottenibili dipendono anche dal tipo di transistoro usato. Con i transistori MADT, che normalmente impiegano il CAG diretto, si è trovato che il guadagno rimane costante quando la tensione collettore-emettitore viene ridotta a circa 5 V e dopo comincia a diminuire lentamente fino a 4 V per poi diminuire rapidamente e linearmente fino a 0 V. Si può ottenere così un campo di guadagno da + 20 db a 5 V a - 20 db a 0 V. Con i transistori adatti al CAG inverso, il guadagno di uno stadio di 20 db con 1 mA diventa 0 db con circa 200  $\mu$ A e - 20 db con circa 50  $\mu$ A, e la riduzione di guadagno è circa lineare con la corrente. Come esempio dei valori da attendersi in un amplificatore a FI a tre stadi con guadagno totale di 60 db senza CAG, il guadagno può essere ridotto a zero da una tensione di CAG diretto che vari da - 1,5 V a - 3 V.

### 11-12. - Circuiti trappola.

In un amplificatore a FI video di un televisore a transistori si trovano vari circuiti trappola, come negli apparati a valvole, progettati per sopprimere i segnali audio e video interferenti provenienti da canali adiacenti. In qualche caso si trova una trappola per sopprimere la trasmissione di stazioni radiofoniche a FM, ma più frequentemente queste trappole sono poste nel tuner.

I due tipi fondamentali di trappole sono illustrati nella Fig. 11-16: il tipo A è un circuito risonante in parallelo posto in serie con il segnale e il tipo B è un circuito risonante in serie posto in parallelo con il segnale. In entrambi i circuiti, la frequenza di risonanza deve corrispondere alla frequenza che si vuole attenuare. Per un canale a

frequenza intermedia nel quale la portante video sia a 45,75 MHz, il video del canale adiacente è alla frequenza 38,25 MHz e l'audio del canale adiacente è a 47,25 MHz.

I valori di capacità e induttanza usati in una trappola dipendono dalla attenuazione desiderata e dall'impedenza del punto dove la trappola viene inserita.

### 11-13. - Rivelatori video.

L'ultimo stadio amplificatore FI video alimenta il rivelatore video. Nei televisori a transistori questo stadio rivelatore è molto simile a quello dei televisori a valvole che impiegano come rivelatore un diodo a semiconduttore. Il rivelatore può usare il circuito in serie di Fig. 11-17 A oppure il circuito in parallelo di Fig. 11-17 B.

I maggiori problemi nel progetto dello stadio rivelatore sono la scelta del circuito fondamentale da usare, l'adattamento della sua entrata con l'uscita a FI, la polarità e le trappole da inserire, se necessarie. Quasi tutti i televisori a transistori impiegano i rivelatori in serie di Fig. 11-17 A, sicchè questo tipo di rivelatore lo si può considerare come normale.

L'adattamento del rivelatore all'uscita dell'amplificatore a FI video è semplice, poichè con i carichi del rivelatore comunemente usati il circuito a diodo in serie ha una impedenza di entrata circa uguale all'impedenza di uscita dello stadio finale a FI. Infatti, il diodo presenta un carico fra 1 e 5 k $\Omega$  all'uscita a FI. Per effetto di ciò si usa impiegare un accoppiamento a trasformatore con secondario aperiodico fra l'ultimo stadio amplificatore a FI e il rivelatore video.

L'adattamento fra il rivelatore e lo stadio di entrata video è complicato dal fatto che l'impedenza di entrata dell'amplificatore varia



Figura 11-17. - Circuiti rivelatori video: (A) in serie; (B) in parallelo.

con la frequenza da un valore di circa  $1,5 \Omega$  alle frequenze più basse a poche centinaia di ohm a 5 MHz. Però, usando un'impedenza di compensazione in serie fra il rivelatore e l'entrata dell'amplificatore video, è possibile ottenere che il carico presentato sul rivelatore rimanga sostanzialmente costante.

Di solito il rivelatore è accoppiato direttamente all'entrata dell'amplificatore video, sicchè teoricamente il cinescopio riceverà tutte le frequenze fino a zero. Siccome la base del transistor richiede una tensione di polarizzazione diretta, occorrerà fornire tale tensione attraverso il circuito di rivelazione. Di solito il lato collegato a massa del circuito rivelatore è isolato ohmicamente rispetto a massa ed è tenuto alla necessaria tensione da un partitore di tensione inserito sull'alimentazione continua.

Come avviene nei televisori a valvole, anche nei televisori a transistori normalmente vi è una trappola a FI immediatamente dopo il rivelatore, per sopprimere qualunque residuo di FI.

In alcuni televisori il diodo rivelatore è inserito in modo da fornire un segnale positivo di uscita, e in altri un segnale negativo. La polarità dipende dal tipo di CAG usato e dal fatto che il segnale venga applicato alla griglia o al catodo del cinescopio. Questo argomento è stato già trattato nel Capitolo X relativo all'amplificatore video.

Se il segnale CAG viene prelevato direttamente dopo il rivelatore, la polarità del diodo indica chiaramente il tipo di CAG usato: se il diodo è inserito in modo da fornire un'uscita che tenda verso il negativo, è usato il CAG diretto, mentre se il diodo sviluppa una polarità positiva si ha un CAG inverso (supponendo che non avvenga alcuna inversione di polarità da parte di un amplificatore a c.c.).

#### **11-14. - Criteri generali di riparazione dell'amplificatore a FI video.**

I difetti nell'amplificatore a FI video sono relativamente facili da individuare. Vi sono due metodi generali per individuare tali difetti: prove dinamiche dei guadagni degli stadi mediante iniezione del segnale oppure misure in c.c. delle tensioni di polarizzazione.

Nel metodo dell'iniezione del segnale si impiega il cinescopio come indicatore: l'uscita fornita da un generatore di segnali modulato in ampiezza e regolato sulla frequenza centrale della banda passante a FI viene applicata, successivamente, alle entrate dei transistori, partendo dall'ultimo stadio a FI video e andando verso il primo stadio

a Fi video. Se ciascuno stadio è efficiente, appariranno sullo schermo le barre orizzontali.

Il guadagno dello stadio può essere valutato dalla riduzione che si deve apportare all'uscita del generatore di segnali per mantenere costante l'intensità della traccia sullo schermo quando si trasferisce il segnale del generatore dall'uscita all'entrata di quello stadio. Evidentemente in queste misure conviene bloccare mediante una tensione continua fissa l'azione del CAG per evitare che esso mascheri l'effetto del trasferimento dell'iniezione del segnale dall'uscita all'entrata dello stadio.

Lo stadio difettoso verrà individuato poichè quando il segnale del generatore viene trasferito alla sua entrata le barre sul cinescopio scompaiono o diventano deboli e non sarà necessario ridurre l'uscita del generatore di segnali per mantenere costante il livello delle barre sul cinescopio.

Un altro modo per individuare uno stadio difettoso consiste nel misurare le tensioni di polarizzazione agli elettrodi dei transistori a FI video. Una tensione anormale fornisce un'immediata indicazione di difetto. Sono normali in questi stadi tensioni di emettitore intorno a 1 V, con tensione di base di circa 0,2 V maggiori e tensione di collettore fra 6 e 12 V.

Un elemento da non trascurare è che il sistema CAG modifica sostanzialmente le tensioni di polarizzazione in uno stadio amplificatore controllato, sicchè occorre sempre porre il tuner su un canale privo di segnale, in modo che non si abbia alcuna immagine sul cinescopio quando si misurano queste tensioni.

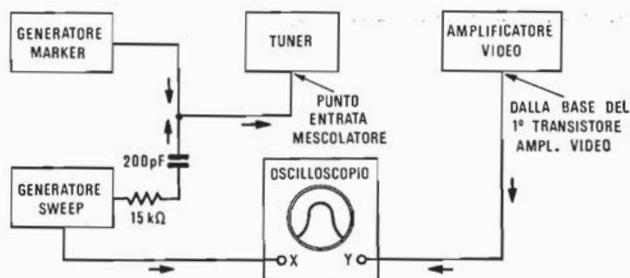


Figura 11-18. - Disposizione strumentale per l'allineamento dell'amplificatore a FI video.

Quando uno stadio a FI video è stato riparato, sarà necessario riallineare l'amplificatore a FI video. A tale scopo è necessario l'uso di un generatore sweep e di un marker con oscilloscopio, disposti come in Fig. 11-18. I segnali sweep e marker vengono applicati all'amplificatore a FI video tramite l'entrata allo stadio mescolatore del tuner. L'entrata dell'oscilloscopio viene presa dopo il rivelatore video. L'uscita del rivelatore è sufficiente a rendere inutile l'impiego del preamplificatore dell'oscilloscopio. Il generatore di segnali deve essere regolato sul livello più basso possibile, in modo che il CAG non entri in funzione modificando la forma della banda passante.

Le varie trappole audio e video verranno regolate dopo che l'allineamento principale dei circuiti accordati a FI sia stato compiuto e il processo sia stato ripetuto fino a ottenere le migliori prestazioni. Questa descrizione dell'allineamento dell'amplificatore a FI video è stata necessariamente molto schematica: notizie più particolari possono essere attinte nelle istruzioni per il servizio dei televisori pubblicate dai fabbricanti dei televisori, istruzioni che debbono essere seguite fedelmente.

#### **11-15. - Ricerca sistematica dei guasti nella sezione amplificatore a FI video e rivelatore.**

I guasti nella sezione a FI video sono frequentemente associati con sintomi nell'audio oltre che nell'immagine. Il seguente elenco comprende i sintomi più comuni:

- 1) mancanza di immagine e mancanza di neve, trama normale (di solito con audio rumoroso o con solo rumore);
- 2) sdoppiamento di immagine (frequentemente accompagnato da audio distorto);
- 4) stracciamento di immagine;
- 5) contrasto insufficiente;
- 6) ronzio di interportante;
- 7) immagine negativa (solo nei televisori ibridi);
- 8) barre di ronzio nell'immagine (nei televisori ibridi o nei televisori a transistori alimentati a c.a.);
- 9) ricezione intermittente;
- 10) immagine macchiata;
- 11) sovraccarico nell'amplificatore a FI (immagine torbida).

Prima di addentrarci nella descrizione particolareggiata dei sintomi di guasto, è opportuno riepilogare brevemente le caratteristiche e le funzioni dell'amplificatore a FI video e rivelatore.

La maggior parte del guadagno e della selettività di un televisore viene fornita dall'amplificatore a FI video. Il rivelatore video comunemente è considerato come facente parte della sezione a FI, sebbene dal punto di vista strettamente tecnico solo il circuito di entrata del rivelatore faccia parte della sezione a FI, mentre il circuito di uscita fa parte dell'amplificatore video. Infatti il circuito di entrata del rivelatore funziona a frequenza intermedia, mentre il circuito di uscita funziona a frequenza video.

La sezione a FI video ha tre funzioni principali:

- 1) amplificare i segnali audio e video provenienti dal tuner, dove il segnale è stato convertito alla frequenza intermedia;
- 2) attenuare i segnali audio e video del canale adiacente.
- 3) rivelare i segnali audio e video, sicchè essi possano essere applicati all'amplificatore video e all'amplificatore a FI audio.

Il rivelatore video funziona come rivelatore per modulazione di ampiezza ed è sostanzialmente un rettificatore avente una larghezza di banda di 5,5 MHz. Per anticipare la trattazione che svolgeremo tra poco, il segnale video viene demodulato solo nel rivelatore video, mentre il segnale audio è demodulato dapprima nel rivelatore video dove avviene il battimento fra le portanti audio e video convertite, e successivamente ancora demodulato nel rivelatore a rapporto (o nel discriminatore). Questo secondo demodulatore converte il segnale FM in un segnale audio.

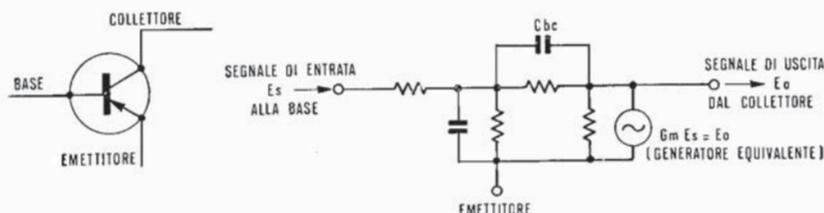


Figura 11-19. - Circuito equivalente di un transistor alle frequenze intermedie.

La maggior parte degli amplificatori a FI video a transistori impiega transistori a triodo. Sebbene il simbolo di un triodo sembri piuttosto semplice, il funzionamento del transistor alle frequenze intermedie è alquanto complicato.

Questo fatto è evidente se si esamina il circuito equivalente di Fig. 11-19. Sebbene non sia necessario eseguire una analisi dettagliata del funzionamento del transistor alle frequenze intermedie, è importante notare la presenza di  $C_{bc}$ , che ha un valore tipico di 12 pF. Questa è la capacità della giunzione collettore-base ed ha lo stesso significato della capacità anodo-griglia di un triodo.

Sappiamo che la capacità anodo-griglia di un triodo provoca una reazione fra l'anodo e la griglia (ossia fra l'uscita e l'entrata dello stadio amplificatore). Se questa reazione supera un valore critico, lo stadio diventa reattivo ossia entra in autooscillazione. Pertanto gli stadi amplificatori a triodo frequentemente debbono essere neutralizzati quando funzionano a frequenze alte. Analogamente gli amplificatori a FI a transistori a triodo possono richiedere la neutralizzazione, come si vede nella Fig. 11-20. Vediamo quale influenza ciò porta sulle riparazioni. Se  $C_{48}$ ,  $C_{61}$ ,  $C_{56}$  o  $C_{58}$  si interrompono l'amplificatore a FI diventa instabile e può entrare in autooscillazione quando funziona ad elevato guadagno.

Frequentemente un solo stadio dell'amplificatore a FI video deve essere neutralizzato, la necessità della neutralizzazione dipende dalle caratteristiche dei particolari transistori usati nella sezione a FI: i transistori con piccola capacità di giunzione solitamente sono usati senza neutralizzazione.

L'accoppiamento fra gli stadi amplificatori a FI consiste di circuiti accordati e di trappole. Per accoppiare gli stadi può essere usata una sola bobina, ma più frequentemente si usa un trasformatore. Le trappole possono consistere di circuiti risonanti in serie come  $L_5C_{44}$  e  $L_4C_{42}$  nella Fig. 11-20 mentre la trappola  $L_9C_{53}$  è un circuito risonante in parallelo collegato in serie.

L'allineamento degli amplificatori a FI a transistori sostanzialmente è come quello dei televisori a valvole. La principale precauzione consiste nell'evitare di applicare segnali eccessivamente forti che potrebbero danneggiare i transistori.

Esaminiamo brevemente il circuito amplificatore a FI video illustrato nella Fig. 11-21. Sono usati tre transistori e l'amplificatore fornisce una banda passante di circa 4,5 MHz, confrontabile con quella degli amplificatori a FI a valvole. Come si vede, i transistori sono tutti

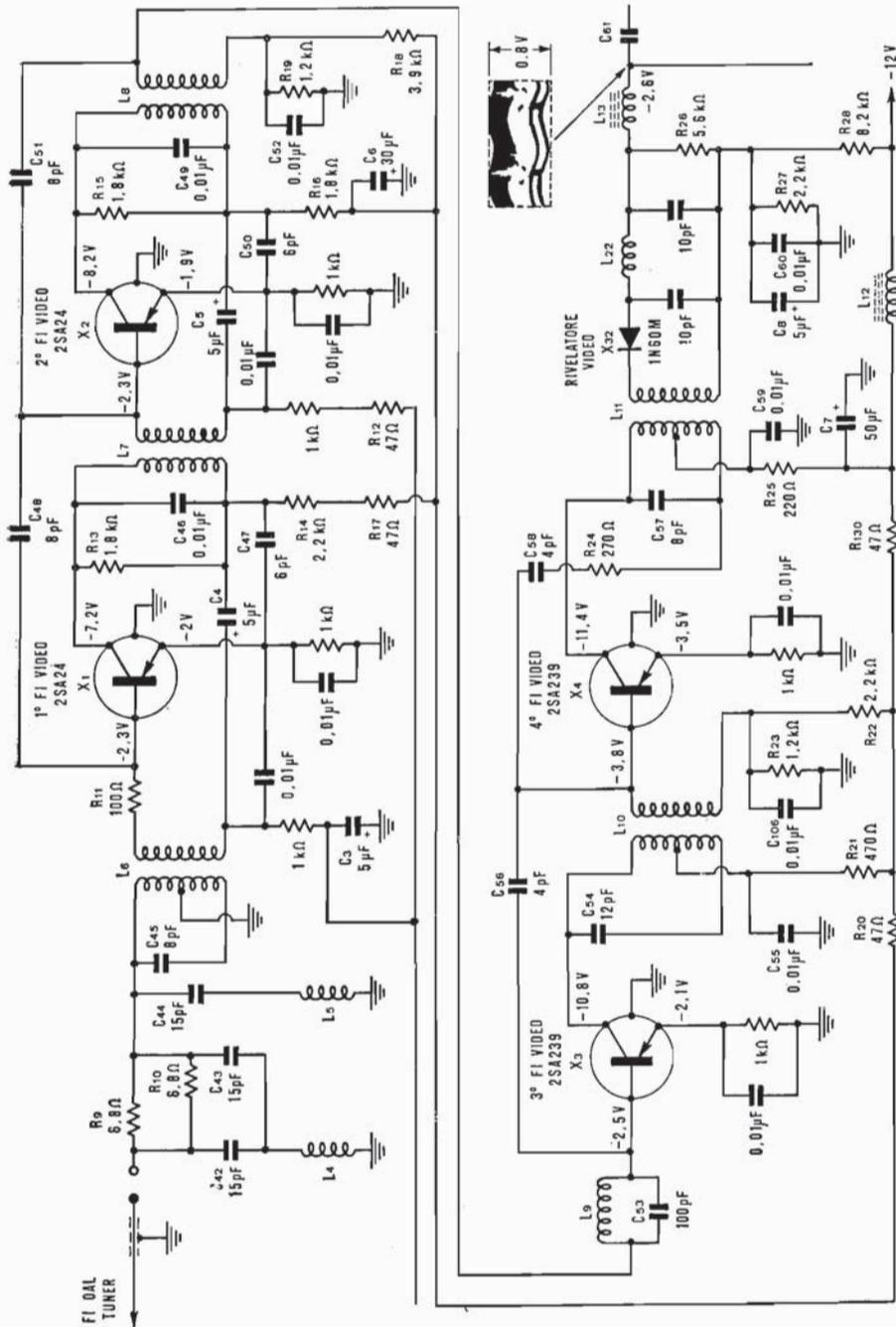


Figura 11-20. - Amplificatore a FI video neutralizzato.

collegati ad emettitore comune, con CAG applicato al primo e al secondo stadio. La base del secondo transistor a FI è direttamente controllata dalla tensione sviluppata dal circuito CAG; la tensione CAG per il primo transistor a FI si sviluppa sul resistore di emettitore del secondo stadio e viene applicata alla base del primo transistor a FI. Il terzo stadio a FI impiega una polarizzazione fissa, fornita da un partitore di tensione resistivo che alimenta la base.

Si noti che il terzo stadio a FI è neutralizzato poichè alla sua base, attraverso  $C_{220}$ , è applicata una tensione in opposizione di fase prelevata da una presa intermedia sul trasformatore.

Il terzo stadio a FI è accoppiato ad un normale rivelatore video a diodo. Il diodo e i componenti ad esso associati sono posti dentro lo schermo del terzo trasformatore a FI e sono accessibili per riparazione unicamente togliendo lo schermo. L'entrata del circuito video a FI contiene una bobina ( $L_{201}$ ) collegata con cavo coassiale al tuner. Sull'entrata sono inserite trappole accordate su 40,25 MHz e 47,25 MHz; un'altra trappola a 47,25 MHz è applicata alla bobina di entrata a FI ( $L_{204}$ ) e una trappola a 38,75 MHz è inserita nella prima bobina a FI ( $L_{205}$ ). Queste due trappole sono accordabili mediante la regolazione di nuclei ferromagnetici.

Come si è detto avanti, la funzione dell'amplificatore a FI consiste nel fornire amplificazione e selettività: qualunque difetto in questi stadi può dar luogo a una diminuzione di sensibilità del televisore o a completa mancanza di suono e di immagine.

Un esempio tipico di guasto nell'amplificatore a FI video potrebbe essere una dispersione in uno dei transistori. Supponiamo che il secondo transistor ( $Q_{202}$ ) presenti dispersione fra collettore e base. A seconda dell'entità della dispersione, il televisore può funzionare in maniera accettabile su segnali forti ma non funzionerà in maniera adeguata sui segnali deboli. Quando accade ciò, la trama e l'audio saranno usualmente privi di neve e di rumore, che invece dovrebbero aversi sui canali senza segnale.

Se si dispone di un voltmetro elettronico o di un tester ad alta sensibilità si può provare la conduzione di un transistor a FI misurando la caduta di tensione sul resistore di emettitore, con l'antenna distaccata dal televisore. In un circuito a transistor, un'eccessiva dispersione fra collettore e base farà aumentare la tensione della giunzione base-emettitore, provocando una maggiore corrente di emettitore e quindi una maggiore caduta di tensione sul resistore di emettitore e sui resistori  $R_{207}$  e  $R_{208}$  di Fig. 11-21. Siccome la polarizzazione

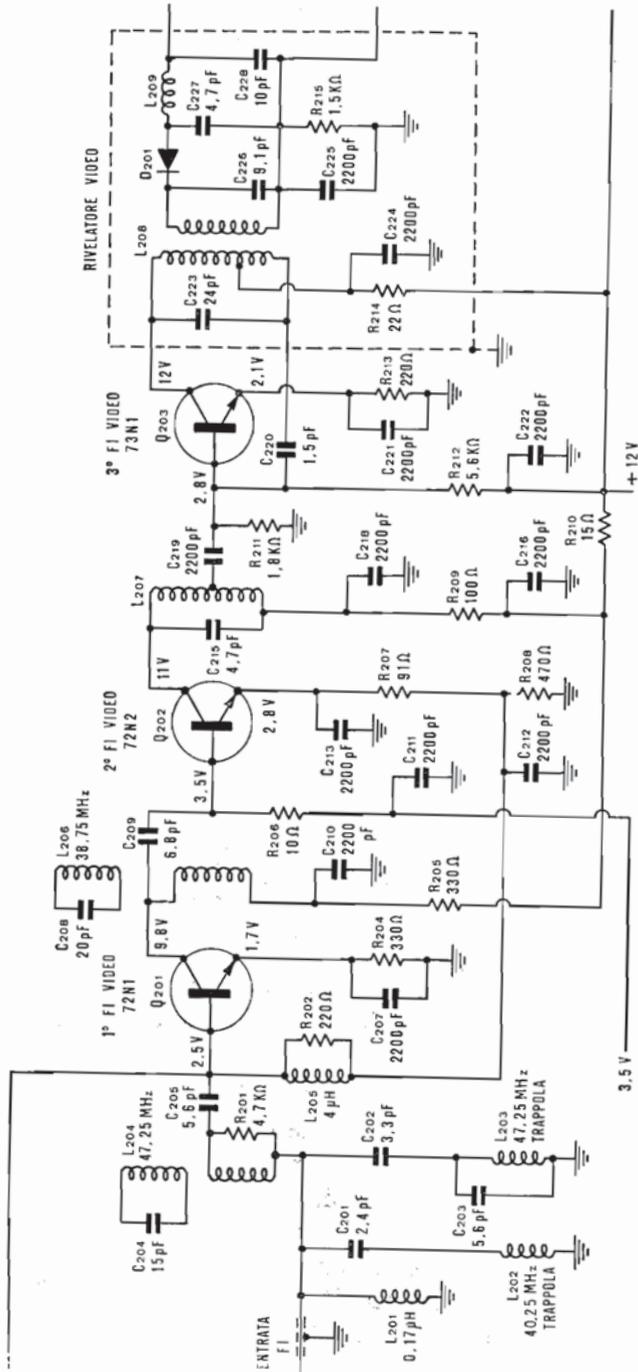


Figura 11.21. - Amplificatore a FI video a tre stadi.

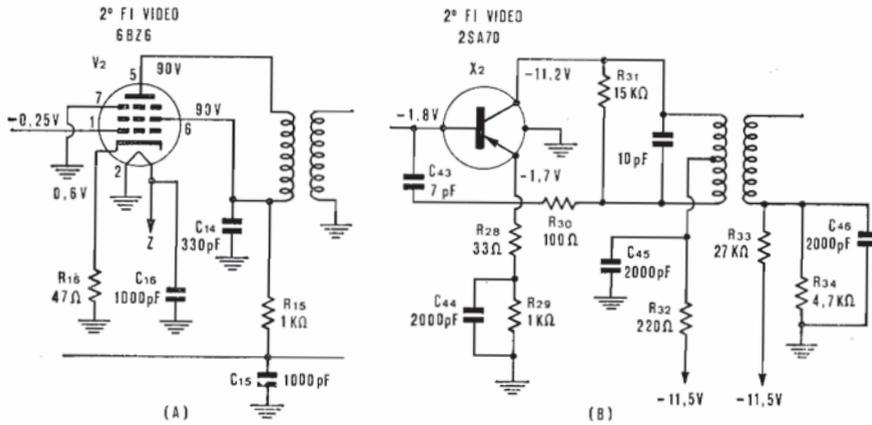


Figura 11-21. - Confronto fra le tensioni elettrodeiche in stadi amplificatori a FI video a valvola e a transistorore.

del primo stadio è ricavata dal punto comune fra questi due resistori, la tensione di polarizzazione sul terminale della base del primo transistorore a FI risulta maggiore. Pertanto a prima vista potrebbe sembrare che  $Q_{201}$  presenti una dispersione eccessiva, ma questo dubbio verrà dissipato mediante una misura della tensione di base del primo e del secondo stadio.

Come si è detto precedentemente, la dispersione fra collettore e base del secondo stadio a FI può dar luogo ad un aumento della tensione di base del primo stadio. Invece, lo stesso valore di dispersione nel primo stadio non altera in maniera considerevole la tensione di base del secondo stadio.

Come è noto, i transistori si guastano meno frequentemente di altri componenti, ad esempio i condensatori. Tuttavia, siccome in qualche caso i transistori si guastano, è importante comprendere il modo con cui i difetti dei transistori possono essere localizzati in base a misure di tensione continua.

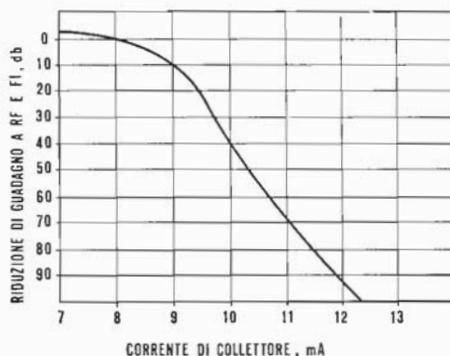
### 11-16. - Tensioni nei circuiti a FI video a transistori.

Le tensioni continue nei circuiti a FI a transistori sono molto diverse da quelle dei televisori a valvole. Nella Fig. 11-22 sono indi-

cati alcuni valori per confronto. L'anodo della valvola 6BZ6 funziona a una tensione circa otto volte superiore a quella applicata al collettore del transistor 2SA70. Inoltre, la polarità della tensione applicata è opposta. Il catodo della valvola funziona ad una tensione circa un terzo di quella applicata all'emettitore del transistor ed ha una polarità opposta. Si noti che la griglia è polarizzata in modo che non circoli alcuna corrente, mentre la polarizzazione diretta di 0,1 V applicata all'emettitore del transistor 2SA70 fa circolare sempre corrente.

A causa del CAG, le tensioni nei circuiti a FI a transistori variano notevolmente al variare dell'intensità del segnale: pertanto i valori di tensione continua specificati nei dati di servizio del televisore valgono in assenza di segnale applicato.

Al crescere del segnale di entrata, la tensione del CAG fa aumentare la corrente di collettore dei transistori a RF e FI e a questo modo il guadagno totale del televisore, fra i terminali di entrata di antenna e il rivelatore video, diminuisce come illustra la Fig. 11-23. Praticamente il massimo guadagno si ha quando la corrente di collettore non supera 8 o 9 mA; oltre tale corrente il guadagno diminuisce rapidamente e con 12 mA il guadagno si riduce di oltre 90 db.



**Figura 11-23.** - Riduzione del guadagno a RF e a FI al variare della corrente di collettore.

**11-17. - Prove con il segnale.**

Per seguire il segnale lungo l'amplificatore a FI video si può usare una sonda con rivelatore e un oscilloscopio, come si fa coi televisori a valvole. I livelli di segnale sono circa gli stessi in entrambi i tipi di televisori. Non è necessario che l'oscilloscopio abbia una larga banda di risposta, ma l'amplificatore verticale deve avere un elevato guadagno, altrimenti la deflessione verticale può essere insufficiente a fornire una traccia utile, particolarmente quando si controlla il primo stadio. La sonda con rivelatore deve essere atta a funzionare a FI e il diodo della sonda deve essere in buone condizioni.

Le sonde normali distorcono la forma d'onda; ciò non ha molta importanza poichè la prova con il segnale serve anzitutto a determinare la presenza o l'assenza del segnale. Sarà utile far funzionare l'oscilloscopio su una frequenza di deflessione orizzontale di 25 Hz, poichè la sonda tende ad attenuare considerevolmente l'impulso di sincronismo orizzontale del segnale televisivo.

**11-18. - Analisi dei sintomi comuni di guasto.**

Precedentemente abbiamo elencati i sintomi che si manifestano sull'audio e sul video a causa di eventuali difetti nella sezione a FI e rivelatore del televisore. Esaminiamo dettagliatamente questi sintomi.

**1) Mancanza di immagine, mancanza di neve, trama normale.**

Questo sintomo spesso è accompagnato da mancanza di audio, però vi possono essere casi in cui il segnale video è attenuato al di sotto del livello di visibilità, mentre una debole segnale audio giunge fino all'altoparlante. In questi casi l'audio è debole e probabilmente disturbato.

L'attenuazione può avvenire in uno degli stadi a FI oppure nello stadio rivelatore video. Si applicherà il segnale di un generatore di segnali in AM, funzionante sul valore centrale della frequenza intermedia, alla base di ciascun transistor, procedendo dal rivelatore video e andando verso il tuner. Si può anche usare un generatore sweep a FI per effettuare le prove di iniezione di segnale. In ogni caso si terrà presente che bisogna collegare la massa del generatore a quella del televisore *prima* di eseguire le prove e bisogna distaccarla *dopo*

aver eseguito le prove. Inoltre bisogna fare attenzione ad evitare di applicare una tensione di segnale eccessiva a un transistor.

Se applicando il segnale del generatore all'entrata del rivelatore non si ottiene la traccia sull'oscilloscopio o le barre sul cinescopio, il guasto può essere nel rivelatore video o nell'amplificatore video.

Il diodo rivelatore video può essere controllato misurando mediante un ohmetro il rapporto di resistenza diretta-inversa oppure provando a sostituirlo.

Riferendoci alla Fig. 11-21, le cause possibili di mancanza di immagine, mancanza di neve, trama normale sono:

- a) cortocircuito o dispersione in un condensatore di disaccoppiamento di collettore ( $C_{224}$ ,  $C_{218}$  o  $C_{210}$ );
- b) condensatore di accoppiamento fra gli stadi a FI video interrotto ( $C_{205}$ ,  $C_{209}$  o  $C_{219}$ );
- c) diodo a semiconduttore difettoso ( $D_{201}$ );
- d) condensatore di accoppiamento in cortocircuito o con dispersione ( $C_{205}$ ,  $C_{209}$ , o  $C_{219}$ ). Questo difetto può anche probabilmente causare il danneggiamento del transistor;
- e) condensatore di neutralizzazione in cortocircuito ( $C_{220}$ );
- f) saldatura fredda o interruzione in un conduttore del circuito stampato;
- g) condensatore del circuito accordato in cortocircuito ( $C_{223}$ ,  $C_{226}$  o  $C_{227}$ );
- h) condensatore di fuga sull'emettitore in cortocircuito ( $C_{207}$ ,  $C_{213}$  o  $C_{221}$ ). Questo difetto può anche provocare il danneggiamento del transistor;
- i) guasto nella sezione CAG che polarizzi alla interdizione un transistor (misurare la tensione CAG o bloccarla con una tensione continua fissa);
- j) condensatore di neutralizzazione interrotto, (ciò che dà luogo ad una forte autooscillazione a FI);
- l) transistori difettosi.

Vi è sempre la possibilità di una bobina a FI o di un trasformatore interrotto, ma ciò è meno probabile degli altri guasti. Può anche avvenire che un resistore sia aumentato fortemente di valore o che sia interrotto. Questo guasto può essere facilmente individuato mediante prove di tensione e con il segnale. Infine controlli con l'ohmetro

$\sigma$  prove per sostituzione possono servire a localizzare il componente difettoso.

Siccome è disagiata provare se un condensatore è interrotto mediante le prove di segnale quando il condensatore è in parallelo ad una bobina, si può collegare in parallelo al condensatore sospetto un condensatore sicuramente buono osservando se si ripristina il funzionamento.

Se un condensatore di neutralizzazione interrotto provoca l'autooscillazione di uno stadio a FI, si può confermare l'interruzione misurando la tensione continua all'uscita del rivelatore video: invece di misurare 1 o 2 volt, si avranno 10 o più volt, risultanti dall'autooscillazione a FI. (Evidentemente si suppone che non vi sia alcun cortocircuito fra i conduttori del circuito stampato, che porti la tensione di alimentazione alla sezione rivelatrice. Si faccia attenzione a osservare se vi sono saldature fatte male, con conseguenti cortocircuiti fra i conduttori).

## 2) *Sdoppiamento di immagine.*

La Fig. 11-24 illustra un sintomo di sdoppiamento di immagine accompagnato da un diagramma a spina di pesce. La presenza di quest'ultimo diagramma indica che l'amplificatore a FI è al limite dell'autooscillazione. Evidentemente il diagramma a spina di pesce di Fig. 11-24 potrebbe essere causato da un'interferenza esterna: si passa su un altro canale oppure si usi un generatore di monoscopio per eliminare qualsiasi dubbio.

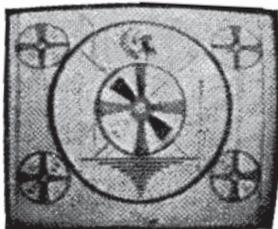


Figura 11-24. - Tendenza all'oscillazione parassita accompagnata da diagramma a spina di pesce.

Si tenga presente che in qualche caso lo sdoppiamento di immagine e il diagramma a spina di pesce sono causati da un difetto del tuner. Pertanto, se possibile, conviene iniettare il segnale fornito da un generatore di monoscopio all'entrata a FI, per determinare se il guasto è nell'amplificatore a FI o nel tuner.

Quando un guasto del televisore provoca sdoppiamento di immagine o immagini multiple si osserverà che le immagini appaiono ugualmente distanziate l'una dall'altra e che progressivamente divengono più deboli: è questa la differenza fra sdoppiamenti di immagine e fantasmi. Inoltre, lo sdoppiamento di immagine di solito varia regolando il comando di sintonia fine del televisore.

Man mano che si regola tale comando, le immagini multiple possono aumentare o diminuire di numero e possono anche cambiare da positive a negative e viceversa. Sebbene un disallineamento nel quale due o più stadi sono accordati sulla stessa frequenza possa causare questo sintomo, è molto più probabile che l'inconveniente sia causato da un componente difettoso. I condensatori sono le cause più comuni di guasto. Il disallineamento sarà dovuto principalmente a regolazioni non corrette eseguite nella taratura a FI video.

Riferendoci alla Fig. 11-21, le possibili cause di sdoppiamento di immagine sono:

*a)* condensatore di disaccoppiamento di collettore interrotto ( $C_{210}$ ,  $C_{211}$ ,  $C_{218}$  o  $C_{224}$ );

*b)* condensatore in parallelo a una bobina interrotto ( $C_{203}$ ,  $C_{215}$ ,  $C_{223}$  o  $C_{226}$ );

*c)* condensatore di neutralizzazione interrotto ( $C_{220}$ );

*d)* tensione di polarizzazione CAG anormale (misurare la tensione CAG o bloccarla con una tensione continua fissa);

*e)* resistore di smorzamento ( $R_{201}$ ) interrotto o con valore fortemente aumentato;

*f)* mancanza o non corretto collegamento a massa degli schermi delle bobine a FI;

*g)* difettoso collegamento a massa del cavo coassiale proveniente dal tuner;

*h)* condensatore di accoppiamento con perdite ( $C_{209}$ ,  $C_{219}$ );

*i)* difettosa bobina a FI o trasformatore;

*j)* sostituzione di un transistor con un altro avente un  $\beta$  o un  $\alpha$  eccessivamente alto.

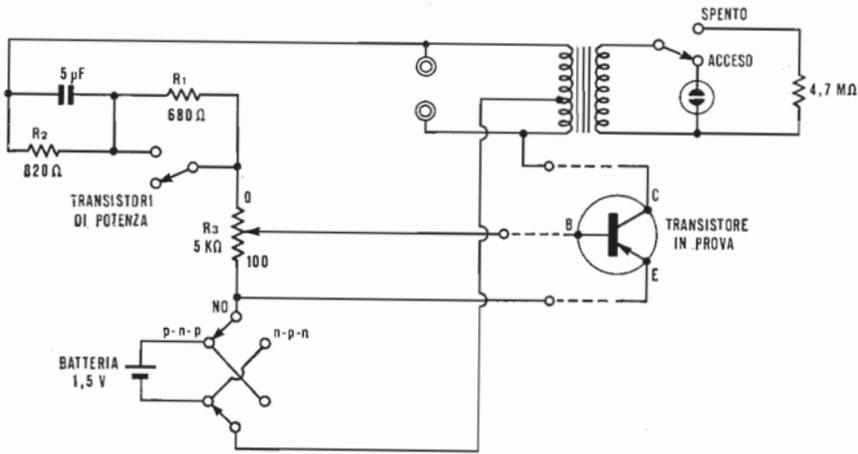


Figura 11-25. - Provatransistori per transistori inseriti in circuito.

Se non vi è alcun componente difettoso, si rieseguirà l'allineamento mediante un generatore sweep e si regolerà ciascuno stadio conformemente alle istruzioni di servizio del fabbricante del televisore.

Se si sospetta difettosa una bobina o un trasformatore, poichè non si riesce ad effettuare il normale allineamento, è consigliabile provare a sostituirla. I transistori possono essere controllati lasciandoli inseriti in circuito, mediante un dispositivo come quello illustrato in Fig. 11-25, che fornisce una misura sufficientemente precisa del valore del  $\beta$  e quindi indica se questo valore è eccessivo.

Alcuni circuiti costituiscono un forte carico, sicchè non è possibile usare lo strumento di Fig. 11-25. In questo caso si deve isolare il terminale dell'emettitore del transistore, meglio ancora, conviene distaccare il transistore dal circuito.

### 3) Sincronismo verticale difettoso.

Quando il sincronismo verticale è instabile, si può avere più di una sezione del televisore difettosa e quindi sono necessarie prove di localizzazione. Se il guasto è nell'amplificatore a FI video o nel tuner, il sincronismo verticale instabile può essere accompagnato da mac-

chie o da basso contrasto sulle aree grandi e nere nell'immagine. Ciò è causato da eccessiva attenuazione delle frequenze basse e questo sintomo è da attribuire più all'amplificatore a FI che al tuner. Per controllare l'origine del guasto, si applica un segnale di monoscopio a FI all'entrata dell'amplificatore a FI video. Se il sintomo persiste, il guasto ha origine nell'amplificatore a FI o nell'amplificatore video (a monte del punto di presa del sincronismo). Si inietterà allora il segnale di prova a videofrequenza all'uscita del rivelatore video (su  $C_{228}$  di Fig. 11-21): se l'inconveniente scompare, il guasto si trova nell'amplificatore a FI video.

Nel caso di televisori ibridi e di televisori a transistori alimentati a c.a., un sincronismo verticale instabile può essere causato da tensione di ronzio invece che da cattiva risposta alle frequenze basse dell'amplificatore a FI. In questo caso potranno essere più o meno evidenti barre di ronzio nell'immagine.

Nei televisori a transistori, un cattivo sincronismo verticale può anche essere causato da difetti nel sistema CAG tali da provocare un sovraccarico: l'immagine presenta allora un contrasto eccessivo. Questo guasto frequentemente è associato con stracciamento di immagine o con difettoso sincronismo orizzontale.

Un elenco delle cause possibili di cattivo sincronismo verticale provocato dall'amplificatore a FI video di Fig. 11-21 sono:

*a)* insufficiente risposta alle frequenze basse (portante video troppo bassa sulla curva di risposta, la quale non presenta una adeguata larghezza di banda);

*b)* modulazione di ronzio nel segnale a FI (per televisori ibridi e a transistori alimentati a c.a.);

*c)* polarizzazione CAG non giusta, accompagnata da sovraccarico (misurare la tensione di CAG o bloccarla con una tensione continua fissa);

*d)* condensatore di fuga di collettore interrotto;

*e)* condensatore di fuga sull'emettitore in cortocircuito o con perdite ( $C_{207}$ ,  $C_{212}$ ,  $C_{213}$  e  $C_{221}$ );

*f)* condensatore di neutralizzazione ( $C_{220}$ ) con dispersione. (Un condensatore di neutralizzazione interrotto può anche produrre lo stesso sintomo);

*g)* difettoso trasformatore a FI o bobina a FI, o difettoso condensatore in parallelo ad essi.

Quando un trasformatore a FI ha una risposta insufficiente alle frequenze basse a causa di un difettoso condensatore, la prova di allineamento con il generatore sweep mostrerà che, sebbene la curva a FI possa essere migliorata, non può essere ottenuto un allineamento corretto fino a che non sia stato sostituito il condensatore difettoso.

Raramente i transistori sono la causa di cattiva risposta a frequenze basse dell'amplificatore a FI. Però, se tutti gli altri componenti sono efficienti, occorrerà controllare anche i transistori. Per esempio, se un transistore sia stato sostituito con un altro avente un  $\beta$  o un  $\alpha$  eccessivamente alto, la reazione può divenire tale da impedire un normale allineamento. In questa situazione, l'allineamento può effettuarsi quando l'amplificatore è polarizzato per fornire un basso guadagno, ma si ha disallineamento quando l'amplificatore è polarizzato per un alto guadagno.

#### 4) *Stracciamento dell'immagine.*

Lo stracciamento dell'immagine può essere causato da difetti nelle altre sezioni, oltre che nell'amplificatore a FI video e quindi occorre attuare le prove preliminari di localizzazione descritte nel paragrafo precedente. La Fig. 11-26 illustra un caso di stracciamento di immagine.

Nel caso di televisori ibridi o di televisori funzionanti dalla rete, può constatarsi modulazione di luminosità quando l'immagine si straccia: la presenza di tensione di ronzio nel segnale video di solito



Figura 11-26. - Stracciamento di immagine.

appare come modulazione di luminosità, ma un leggero ronzio può causare stracciamento di immagine senza considerevole modulazione di luminosità.

Se la prova di iniezione del segnale indica che lo stracciamento orizzontale è causato da un difetto della sezione a FI, si controllerà la forma d'onda video all'uscita del rivelatore video, con una sonda a bassa capacità e l'oscilloscopio. La valutazione della distorsione consentirà di individuare il componente difettoso. Per esempio, se gli impulsi di sincronismo sono compressi o tagliati, evidentemente vi è un sovraccarico: allora si misurerà la tensione CAG. La linea CAG può essere cortocircuitata per vedere se la distorsione della forma d'onda scompare variando la tensione CAG. Inoltre, se si osserva un segnale video con un'ondulazione a 50 Hz o 100 Hz, è ovvio che lo stracciamento dell'immagine è causato dall'entrata di tensione di ronzio nella sezione a FI.

Le possibili cause di stracciamento di immagine sono:

- a) condensatore con dispersione, che riduca la tensione CAG;
- b) cattivo allineamento (di solito causato da un condensatore difettoso) che deforma il segnale di sincronismo;
- c) Condensatore di neutralizzazione interrotto ( $C_{220}$  in Fig. 11-21) che provochi un'autooscillazione parassita la quale deformi il segnale di sincronismo. Nella Fig. 11-27 è illustrato lo stracciamento dell'immagine accompagnato da autooscillazione;



Figura 11-27. - Stracciamento di immagine causato da reazione nell'amplificatore a FI video.

*d)* difettoso filtro di alimentazione (nei televisori alimentati dalla rete) con conseguente ondulazione nel segnale video e nell'uscita del rivelatore video;

*e)* Tubo amplificatore a FI difettoso o con gas (nei televisori ibridi).

### 5) *Cattivo contrasto.*

Il cattivo contrasto può essere causato da difetti in altri punti, oltre che nell'amplificatore a FI: per esempio, il cinescopio può essere difettoso e richiedere la sostituzione. Però se si può ottenere il contrasto normale quando si inietta un segnale fornito da un generatore di monoscopio all'entrata dell'amplificatore video mentre si ha un contrasto debole quando si applica il segnale di monoscopio a FI all'entrata dell'amplificatore a FI, è evidente che il guasto è nell'amplificatore a FI video.

Si misurerà anzitutto la tensione di polarizzazione CAG e si blocca con una tensione continua fissa la linea CAG per confermare se il guasto è nel sistema CAG. Se questo è efficiente, si controllerà il diodo rivelatore video: un basso rapporto di resistenza diretta-inversa è la causa più comune di scarso contrasto. Se il diodo rivelatore video è normale, esisterà un componente difettoso nel circuito a FI tale da ridurre il guadagno.

Le possibili cause di insufficiente contrasto nell'immagine sono:

*a)* tensione di alimentazione della sezione a FI inferiore al normale (batteria scarica o alimentatore difettoso);

*b)* condensatore interrotto o con dispersione, in parallelo a una bobina a FI;

*c)* condensatore di fuga interrotto;

*d)* diodo rivelatore video difettoso;

*e)* transistor difettoso;

*f)* resistore di valore alterato (raramente).

Quando il contrasto insufficiente è causato da un condensatore difettoso che disallinea fortemente uno stadio, il guasto non può essere localizzato mediante misure di tensione continua, ma bisognerà effettuare prove di guadagno stadio per stadio, per localizzare lo stadio difettoso. Questa procedura è relativamente semplice e con-

sente di individuare il componente difettoso. Per esempio, se  $C_{219}$  nella Fig. 11-21 è interrotto, il contrasto risulterà insufficiente quando si inietta un segnale di monoscopio alla base di  $Q_{201}$  o  $Q_{202}$ , ma diventerà normale quando il segnale viene iniettato nella base di  $Q_{203}$ . Per localizzare il guasto in  $C_{219}$  si inietterà il segnale al terminale di sinistra del condensatore.

#### 6) Ronzio di interportante.

Il ronzio di interportante si manifesta quando il livello del segnale audio è troppo alto nell'amplificatore a FI video e frequentemente la causa è un sovraccarico. Si misura la tensione CAG e si controlla se il ronzio scompare variando la tensione CAG. Se il guasto non è nel circuito CAG, si esegue un controllo di allineamento con l'oscillatore sweep: una trappola audio può essere difettosa. Il ronzio di interportante può anche essere causato da un difetto che alteri la neutralizzazione di uno stadio a FI: in questo caso si avrà anche una curva di risposta non corretta.

Bisogna tener presente che il ronzio di interportante può avere origine nella sezione audio o nella sezione amplificatrice video e quindi occorrerà dapprima localizzare la sezione difettosa mediante prove di eliminazione. Se il ronzio scompare quando il segnale di monoscopio a frequenza video viene iniettato sull'entrata dell'amplificatore video, mentre appare quando il segnale a FI viene iniettato all'entrata dell'amplificatore a FI video, è evidente che il guasto è nell'amplificatore a FI video. Le cause possibili di ronzio di interportante sono:

- a) difettoso allineamento dell'amplificatore a FI video, di solito causato da un componente difettoso;
- b) condensatore di neutralizzazione interrotto (ad esempio  $C_{220}$  in Fig. 11-21);
- c) condensatore di accoppiamento con dispersione, che provoca un aumento di polarizzazione diretta di un transistor a FI;
- d) interruzione di un collegamento del circuito stampato o saldatura fredda, che alteri la distribuzione di tensioni continue;
- e) condensatore di fuga con perdite;
- f) transistor a FI difettoso;
- g) resistore di valore alterato, che renda anormale la distribuzione delle tensioni continue (raramente).

Nei televisori a transistori, un diodo rivelatore video difettoso raramente introduce ronzio di interportante, ma nei televisori ibridi un diodo rivelatore difettoso può provocare ronzio. Nei televisori a transistori un diodo rivelatore video poco efficiente provoca anche basso contrasto nell'immagine.

#### 7) *Immagine negativa.*

L'immagine negativa avviene solo nei televisori ibridi ma non nei televisori a transistori. Nel caso di sovraccarico può aversi un contrasto eccessivo, ma uno stadio a FI a transistori non può produrre un'immagine negativa.

In un televisore ibrido, che impieghi amplificatori a FI a valvole, un sovraccarico può provocare la circolazione di corrente di griglia con conseguente immagine negativa.

Le procedure di ricerca del guasto in questo caso sono le stesse di quelle per i televisori a valvole<sup>(1)</sup>.

#### 8) *Barre di ronzio nell'immagine.*

Nei televisori a transistori funzionanti a batteria, le barre di ronzio sono causate solo da interferenze esterne, come ad esempio da apparati elettromedicali. Invece nei televisori ibridi che impiegano amplificatori a FI a valvole, le barre di ronzio possono avere origine nella sezione a FI a causa di cattivo isolamento fra filamento e catodo.

Nei televisori a transistori alimentati dalla rete, le barre di ronzio nell'immagine indicano un difetto dell'alimentatore, che provoca un'ondulazione eccessiva nella tensione di alimentazione. Questo inconveniente è stato ampiamente trattato nel capitolo IV.

#### 9) *Ricezione intermittente.*

La ricezione intermittente dovuta a difetti della sezione amplificatrice a FI dovrà essere analizzata mediante un'osservazione prolungata. La utilità di questa procedura è dovuta alle caratteristiche instabili che quasi sempre si hanno nella ricezione intermittente.

Per esempio, frequentemente avviene che la ricezione intermittente scompare quando si tenta di collegare l'apparecchiatura di prova al circuito, allo scopo di localizzare il guasto. Per evitare que-

<sup>(1)</sup> vedi Alex Levy-Murray Frankel: Riparazione TV, pag. 60, 393, 499 - Edizioni C.E.I.I., Bologna.

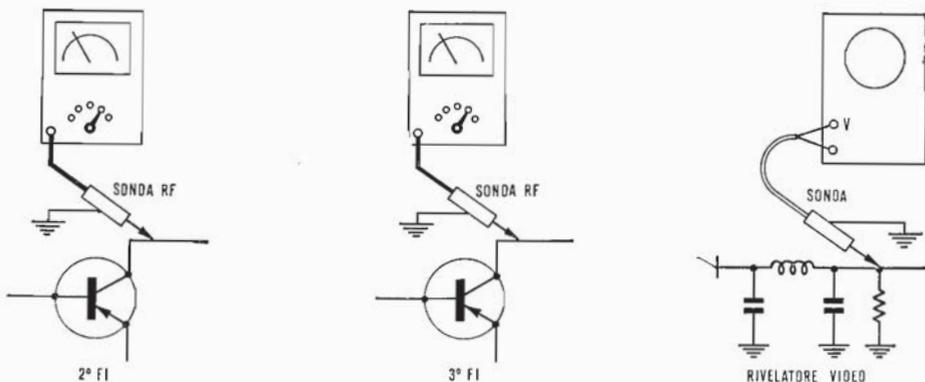


Figura 11-28. - Apparecchiatura di prova per ricezione intermittente.

sta difficoltà è necessario usare un'apparecchiatura di prova che controlli il segnale esistente in ogni stadio e che funzioni senza dover effettuare connessioni e disconnessioni progressive.

Una tipica apparecchiatura di prova impiega un oscilloscopio e due voltmetri elettronici con sonde a radiofrequenza: i voltmetri vengono collegati ai terminali di collettore del secondo e terzo transistor a FI, come indica la Fig. 11-28, mentre l'oscilloscopio viene collegato al carico del rivelatore video. Con il televisore funzionante normalmente, si ha la forma d'onda video di Fig. 11-29 sullo schermo dell'oscilloscopio e si legge la tensione indicata da ciascun voltmetro. Siccome nel secondo stadio a FI la lettura è relativamente bassa, in questo punto verrà usato il voltmetro elettronico più sensibile. Il vantaggio di questa apparecchiatura è che il carico del circuito rimane sempre costante.

Supponiamo che si abbia un'intermittente perdita di immagine e di suono; quando avviene ciò, scomparirà la forma d'onda nello schermo dell'oscilloscopio e le letture del voltmetro elettronico del rimangono invariate; in questo caso è evidente che il guasto è nella sezione rivelatrice video. Invece se la forma d'onda scompare sullo schermo dell'oscilloscopio e la lettura del voltmetro elettronico del terzo stadio si annulla, evidentemente il guasto è nel terzo stadio amplificatore a FI. Se nello schermo dell'oscilloscopio non si ha alcuna traccia mentre entrambi i voltmetri elettronici non indicano alcuna tensione, il guasto sarà nel primo stadio amplificatore a FI.

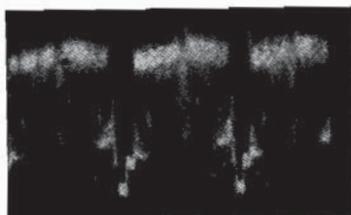


Figura 11-29. - Normale forma d'onda sull'oscilloscopio al rivelatore video.

Evidentemente se il segnale di entrata è applicato ai terminali di antenna del tuner, vi è la possibilità che il guasto sia nel tuner: sarà allora utile osservare se, durante la mancanza di immagine, vi è neve nella trama. Se nella trama non vi è neve, è logico concludere che il guasto è nel primo stadio amplificatore a FI; se invece nella trama vi è neve, il sospetto cadrà sul tuner. Una prova più conclusiva verrà fornita applicando all'entrata del canale a FI il segnale a FI da un generatore di monoscopio. A questo modo il tuner viene scavalcato e i voltmetri elettronici indicheranno i livelli di segnale solo sugli stadi a FI.

Le possibili cause di funzionamento intermittente nell'amplificatore a FI sono:

- a) interruzioni nei collegamenti del circuito stampato;
- b) saldature fredde;
- c) condensatori con contatti incerti;
- d) diodo rivelatore video con contatti incerti;
- e) transistor con contatti incerti;
- f) valvola con contatti incerti (nei televisori ibridi);
- g) resistore con contatti incerti (raramente);
- h) trasformatore a FI o bobina a FI con contatti incerti.

Per fare avvenire più frequentemente il funzionamento intermittente in un televisore a transistori, può essere utile flettere leggermente il pannello del circuito stampato, inoltre occorrerà pressare da parte a parte i fili collegati ai terminali sul pannello stampato, per con-

trollare se non vi sia una saldatura fredda. Si riscaldino i capofili dei condensatori sospetti con un saldatore per controllare eventuali contatti incerti dovuti al calore; frequentemente la ricezione intermittente si manifesta accendendo e spegnendo varie volte di seguito il televisore.

È opportuno ridurre l'alimentazione quando si controlla il funzionamento intermittente; un anormale aumento della tensione di alimentazione porta molto probabilmente al danneggiamento di transistori efficienti.

#### 10) *Immagine stracciata o macchiata.*

Questo sintomo può essere causato da difetti dell'amplificatore video o dell'amplificatore a FI video: pertanto è necessario localizzare la sezione difettosa. La localizzazione dello stadio difettoso sarà più facile se si inietta il segnale fornito da un generatore di monoscopio. Se si ha stracciamento di immagine quando il segnale a FI viene iniettato all'entrata dell'amplificatore a FI, ma non si ha stracciamento quando il segnale a videofrequenza viene iniettato all'entrata dell'amplificatore video, allora il guasto è definitivamente localizzato nell'amplificatore a FI video. Lo stracciamento di immagine frequentemente si ha quando la curva di risposta a FI è distorta, e perciò si dovrà effettuare una prova con il generatore sweep.

Si tenga però presente che in qualche caso si ha immagine stracciata o macchiata mentre la curva di risposta a FI è normale e allora bisognerà sospettare della sezione rivelatrice video: quasi sempre il difetto risiede nel resistore di carico del rivelatore video e se vi è una difettosa connessione a tale resistore di carico oppure il suo valore è aumentato in maniera considerevole, si ha stracciamento di immagine. Siccome in serie con il resistore di carico sono poste una o più bobine di compensazione, può anche essere difettosa la connessione ad una bobina di compensazione.

Le cause possibili di immagine stracciata o macchiata sono:

- a) condensatore di neutralizzazione interrotto ( $C_{220}$  in Fig. 11-21);
- b) condensatore di fuga interrotto;
- c) difettoso trasformatore a FI o bobina a FI;
- d) interruzione di un collegamento nel circuito stampato;
- e) condensatore interrotto su una bobina a FI (ad esempio  $C_{215}$  o  $C_{223}$  in Fig. 11-21);

f) transistoro difettoso (può essere localizzato mediante prove di tensione continua);

g) diodo rivelatore video difettoso o difettoso componente di carico.

Frequentemente lo stracciamento di immagine non è causato da un componente difettoso ma da disallineamento della sezione a FI: per esempio in qualche caso si provoca il disallineamento di una trappola, con conseguente stracciamento e macchie nell'immagine, quando si esegue una regolazione del canale a FI senza l'uso delle necessarie apparecchiature.

Nel caso di televisori ibridi si tenga presente che lo stracciamento o le macchie nell'immagine possono anche essere causate da una valvola amplificatrice a FI avente un vuoto insufficiente.

#### 11) Sovraccarico dell'amplificatore a FI.

Il sovraccarico dell'amplificatore a FI provoca un contrasto eccessivo nell'immagine ed è comunemente causato da difetti nel sistema CAG. Gli stessi sintomi si hanno per effetto di condensatori con scarso isolamento, che alterino la distribuzione delle tensioni continue nel circuito a FI e quindi anzitutto occorre eseguire misure delle tensioni continue.

Sebbene il sovraccarico avvenga più frequentemente nell'amplificatore a FI, esso può anche avere origine nell'amplificatore video, a causa di un guasto che provochi compressione o taglio dei segnali. Saranno allora utili le prove con l'iniezione del segnale, per determinare se l'amplificatore video funziona normalmente. Sarà anche opportuno l'uso di un generatore di monoscopio per effettuare le prove di localizzazione.

Le cause possibili di sovraccarico nella sezione a FI video sono:

a) tensione CAG non corretta (polarizzare la linea CAG con una tensione continua fissa);

b) condensatore di accoppiamento con perdite ( $C_{209}$  e  $C_{219}$  in Fig. 11-21);

c) sostituzione di un transistoro con altro avente  $\beta$  o  $\alpha$  eccessivamente alto;

d) condensatore di fuga con scarso isolamento ( $C_{221}$  in Fig. 11-21);

e) condensatore di neutralizzazione interrotto.

f) larghezza di banda a FI insufficiente (curva di risposta distorta, a causa di difettoso componente a FI).

Come si è precedentemente notato, il sovraccarico dell'immagine è spesso accompagnato da sincronismo instabile e quindi sarà utile controllare la forma d'onda all'uscita del rivelatore video: un sovraccarico apparirà come compressione degli impulsi di sincronismo. Si inietta allora un segnale di monoscopio, di livello adatto, successivamente alle basi del primo, secondo e terzo transistor a FI: ciò rende possibile localizzare lo stadio difettoso. Per esempio se si osserva una forma d'onda video normale quando il segnale è iniettato al terzo stadio, ma compressa o tagliata quando il segnale è iniettato al secondo stadio, è evidente che il guasto è nel secondo stadio a FI.

Questo tipo di prova può essere eseguito soddisfacentemente solo se si è pratici del funzionamento del generatore di monoscopio di cui si dispone: si farà esperienza con televisori funzionanti normalmente circa la regolazione da dare al controllo di uscita del generatore di monoscopio per ottenere il corretto livello di segnale per ogni stadio. Si tenga presente che un eccessivo livello di segnale di prova può danneggiare irrimediabilmente i transistori.

## CAPITOLO XII.

### IL TUNER (SELETTORE DI CANALI)

#### 12-1. - Introduzione.

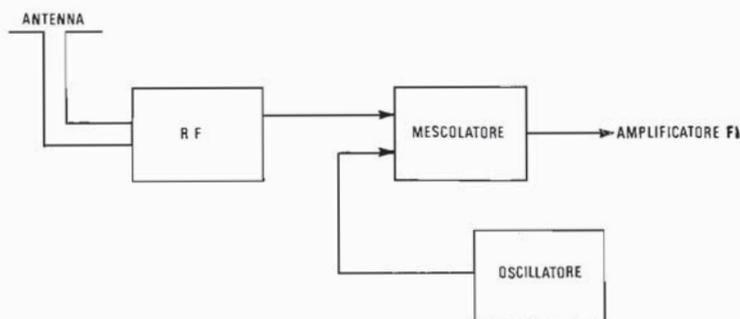
I sintomi più comuni di guasto nel tuner di un televisore a transistori o ibrido sono :

- 1) mancanza di suono, mancanza di immagine, mancanza di neve, trama normale;
- 2) trama con neve, mancanza di suono, mancanza di immagine;
- 3) barre di ronzio nell'immagine, suono distorto e sincronismo difettoso;
- 4) audio e video « separati »;
- 5) fantasmi nell'immagine o immagine sdoppiata;
- 6) immagine con macchie;
- 7) immagine con neve, suono debole;
- 8) immagine negativa e perdita di sincronismo (solo nei televisori ibridi);
- 9) stracciamento di immagine e macchie scure;
- 10) suono e immagine intermittenti.

Nei prossimi paragrafi descriveremo dapprima i vari circuiti usati nei tuner VHF e UHF a transistori e poi analizzeremo dettagliatamente i vari sintomi di guasto e le relative procedure di riparazione.

#### 12-2. - Funzione del tuner.

La funzione del tuner consiste nel selezionare una trasmissione fra i molti segnali captati dalla antenna e combinarla con l'uscita dell'oscillatore locale per formare una frequenza-differenza fissa, atta



CANALE	FREQUENZE LIMITI	FREQUENZA OSCILLATORE	BATTIMENTI	
			SEGNALE VIDEO FI	SEGNALE AUDIO FI
A	52,5-59,5	99,5	45,75	40,25

Figura 12-1. - Schema a blocchi del tuner.

ad essere amplificata dagli amplificatori a FI video e audio. Queste funzioni sono illustrate nella Fig. 12-1.

Il primo requisito di un tuner deve essere il basso rumore e una adeguata larghezza di banda. Il guadagno e la selettività non sono molto importanti, dato che ad essi provvede principalmente l'amplificatore a FI.

Il tuner a transistori è sotto molti aspetti simile al tuner a valvole ed infatti inizialmente venivano modificati i tuner a valvole per adattarli ai transistori. Nei tuner a transistori si impiegano circa gli stessi valori di induttanza e gli stessi tipi di telai e commutatori dei tuner a valvole, sebbene i tuner a transistori tendano ad essere più piccoli di quelli a valvole. Essi comunemente impiegano circuiti stampati e i transistori sono frequentemente montati su zoccolo, per facilitare la selezione e la riparazione.

Nella Fig. 12-2 è riportato uno schema che indica la posizione del selettore rispetto al resto del televisore. Come si vede, esso è compreso fra l'antenna e l'amplificatore a FI video e modifica le frequenze dei segnali video e audio captati dall'antenna rispettivamente a 45,75 MHz e 40,25 MHz, oppure su 38,9 MHz e 33,4 MHz.

Nella banda VHF, le stazioni televisive funzionano sulle frequenze assegnate ai canali da A ad H ossia da 52,5 MHz (estremo più basso per il canale A) a 216 MHz (estremo più alto per il canale H).

Come si vede nella Fig. 12-2 in alto, in questa gamma di frequenze vi sono due interruzioni: le frequenze di tali zone sono assegnate ad altri servizi. Si noti che ciascun canale occupa una banda di frequenze larga 7 MHz e che fra un canale e l'altro è lasciato un certo intervallo « di guardia ».

L'antenna capta segnali da tutte le stazioni radio e televisive. Come si è detto, una funzione del tuner consiste nel selezionare il canale desiderato e amplificare i segnali video e audio esistenti in tale canale. Un'altra funzione è quella di effettuare la conversione di frequenza, spostando la frequenza del segnale ricevuto in quella dell'amplificatore a FI video.

In molti televisori l'accordo viene attuato commutando il tuner in una delle posizioni prestabilitate e vi è anche un comando di sintonia fine, che serve a compensare le piccole imprecisioni della pre-selezione.

Nella Fig. 12-1 è riportato lo schema a blocchi degli stadi che costituiscono il tuner. I segnali captati dall'antenna vengono applicati ad uno stadio a radiofrequenza dove vengono amplificati e selezionati. I circuiti accordati dello stadio amplificatore a RF hanno una larghezza di banda tale da lasciare passare tutto il canale televisivo (7 MHz).

L'amplificatore a radiofrequenza fornisce il segnale allo stadio mescolatore, nel quale avviene la conversione di frequenza. A tale stadio mescolatore giunge il segnale a RF non modulato sviluppato da un

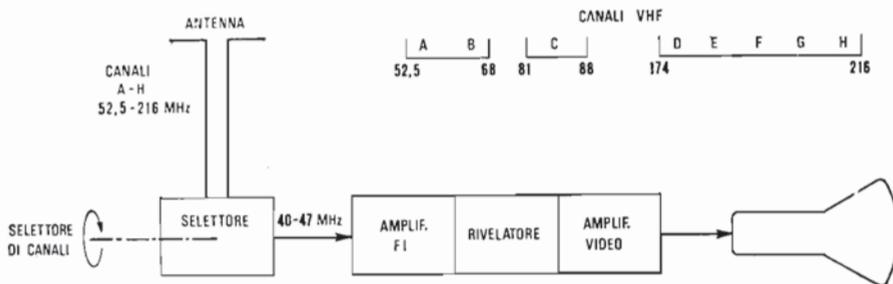


Figura 12.2. - Posizione del tuner nel televisore.

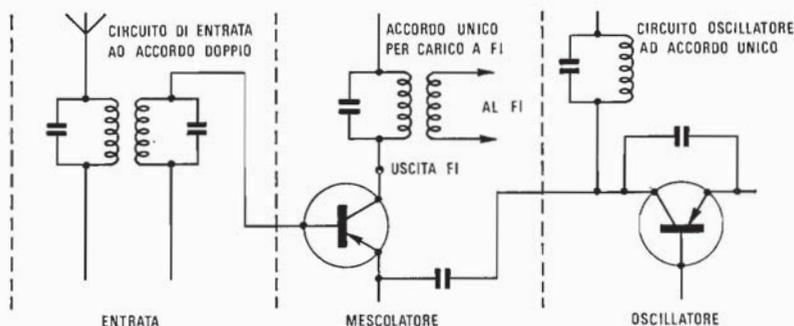


Figura 12-3. - Schema di principio di tuner a due transistori.

oscillatore locale funzionante su una frequenza più alta di quella del segnale da ricevere di quanto è il valore di FI adottato. Si ottiene così il segnale di battimento, la cui frequenza è contenuta nella banda a FI del televisore.

Nella Fig. 12-1 sono riportate le frequenze più importanti relative al canale A. Tale canale si estende da 52,5 a 59,5 MHz e i circuiti accordati a RF debbono lasciar passare tutta questa banda di frequenze quando il tuner è predisposto per il canale A.

Il segnale dell'oscillatore locale, che funziona su 99,5 MHz, batte con la portante video a 53,75 MHz e produce il segnale a FI video la cui frequenza è di 45,75 MHz ( $99,5 - 53,75 = 45,75$  MHz).

Lo stesso segnale dell'oscillatore locale batte con la portante audio a 59,25 MHz producendo il segnale a FI audio, la cui frequenza è di 40,25 MHz ( $99,5 - 59,25 = 40,25$  MHz).

Quando il selettore di canali è posto sul canale B, gli stadi a RF vengono commutati su circuiti tali da coprire la gamma da 61 a 68 MHz, mentre l'oscillatore locale viene commutato su 108 MHz. La portante video a 62,25 MHz e la portante audio a 67,75 MHz del canale B, battendo con l'oscillazione locale a 108 MHz, producono gli stessi segnali a FI che si avevano sul canale A. Nella Tabella 1-3 sono riportati i canali televisivi a VHF usati in Italia.

### 12-3. - Numero di transistori necessari.

La maggior parte dei tuner a transistori impiegano tre transistori, sebbene si trovino in qualche caso tuner con due o quattro transi-

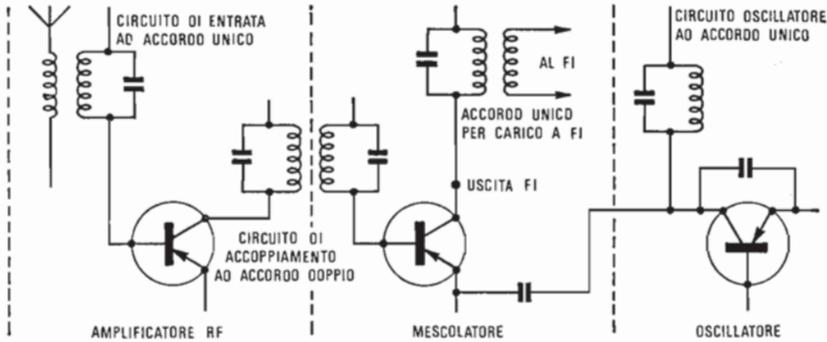


Figura 12-4. - Schema di principio di tuner a tre transistori.

stori. Le Figg. 12-3 - 12-4 e 12-5 illustrano le possibili disposizioni fondamentali.

Il sistema a due transistori di Fig. 12-3 impiega solo un mescolatore e un oscillatore locale; un'altra possibilità che si può attuare con due transistori consiste in uno stadio amplificatore a RF e uno stadio mescolatore-oscillatore.

La versione a tre transistori di Fig. 12-4 comprende un amplificatore a RF, un mescolatore e un oscillatore locale, mentre la versione a quattro transistori illustrata in Fig. 12-5 impiega una coppia di amplificatori a RF in circuito cascode, un mescolatore e un oscillatore locale.

Lo stadio di entrata in questa versione comprende (Fig. 12-6) due transistori, il primo montato ad emettitore comune e il secondo a base comune, ciò che corrisponde al circuito cascode utilizzato nello stadio di entrata dei televisori a valvole.

Così, l'impedenza di uscita dell'ultimo transistoro risulta assolutamente indipendente, oltre che dalla corrente che circola nei due transistori, anche dall'impedenza di entrata del primo transistoro. In questa ultima versione è evidente che il guadagno ottenuto è minore di quello che danno due stadi completi, ma comunque è un po' più alto di quello che può dare un solo transistoro. Inoltre questo circuito non necessita di neutralizzazione.

Applicando la tensione di CAG sulla base di  $T_2$  si può variare la corrente nei due transistori, provocando così una diminuzione di guadagno.

Il solo parametro che varia in maniera considerevole è la capacità di entrata del primo transistor. L'esperienza prova che si può ridurre l'effetto di questa variazione aumentando la capacità di accordo del circuito di entrata. Così, se la capacità di accordo è compresa fra 10 e 50 pF, a seconda dei tipi di transistori, una variazione di capacità di entrata di qualche picofarad provocherà una deriva di frequenza trascurabile.

La maggior parte dei tuner dei televisori a transistori impiega una disposizione con tre circuiti accordati sulla frequenza del segnale, illustrata nella Fig. 12-4, con accoppiamento ad accordo unico, fra l'antenna e l'amplificatore a RF e un circuito con accordo doppio fra l'amplificatore a RF e il mescolatore.

Come si è detto, si usano circuiti risonanti con capacità relativamente grande, dato l'effetto del CAG e dato che a questo modo si ottiene un allineamento più facile malgrado la variazione piuttosto considerevole delle capacità di entrata e di uscita fra i vari transistori: (occorre prevedere una tolleranza piuttosto grande nelle caratteristiche dei transistori costruiti con i metodi moderni). Ponendo la maggior parte della capacità di accordo in condensatori fissi a tolleranza stretta, invece che nei transistori, si ottengono minori effetti di disaccordo causati dalle variazioni delle capacità dei transistori e delle tensioni del CAG.

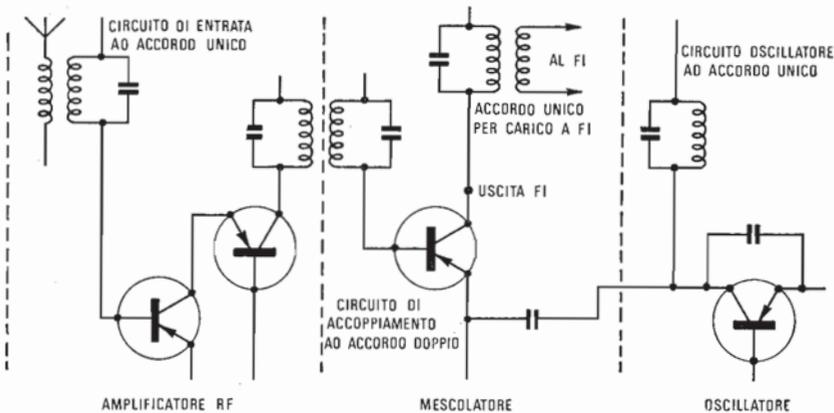


Figura 12-5. - Schema di principio di tuner a quattro transistori.

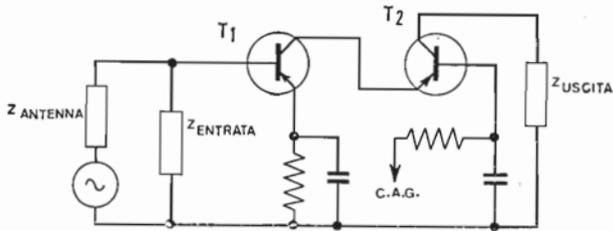


Figura 12-6. - Schema di principio dello stadio di entrata a due transistori in serie.

Sostituendo le valvole con transistori sono sorti nuovi problemi (o si sono accentuati problemi già esistenti), come ad esempio la neutralizzazione. La reazione indesiderata dovuta alla capacità interna dei transistori è molto maggiore di quella delle valvole e risente inoltre maggiormente dalle condizioni di polarizzazione. (Si intende per neutralizzazione il bilanciamento, ossia l'annullamento, della reazione interna mediante un circuito di reazione esterna in opposizione di fase). Per facilitare la produzione dei televisori è consigliabile usare componenti di valore fisso nel circuito di reazione, ma la differenza di reazione interna fra i transistori e la sua variabilità al variare delle condizioni di polarizzazione (ad esempio per l'azione del CAG) rende piuttosto difficile la selezione dei valori fissi.

#### 12-4. - Guadagno e CAG.

Il progetto di un tuner deve essere tale da fornire il desiderato guadagno e da permettere che il guadagno possa essere controllato sia manualmente che automaticamente.

Gli attuali tuner forniscono un guadagno di potenza di 30-35 db nel canale A e di 20-25 db nel canale H. Frequentemente vengono usati circuiti di polarizzazione continua fortemente stabilizzati allo scopo di ridurre l'effetto della dispersione dei valori dei guadagni dei transistori e per evitare la necessità di selezionare i transistori. Tali circuiti si basano sul fatto che la resistenza ohmica di entrata di un transistor è quasi costante per correnti di collettore maggiori di 1 mA e perciò il progetto dei circuiti di polarizzazione non risulta critico.

Per controllare il guadagno frequentemente viene incorporato

nell'amplificatore a RF un controllo manuale, per compensare l'elevata differenza di livello di segnale che si ha fra le aree marginali di servizio dei trasmettitori e le zone vicine ai trasmettitori. Questi comandi possono essere a commutatore oppure a variazione continua.

Frequentemente viene applicata al tuner la tensione sviluppata dal CAG. I sistemi CAG a transistori si basano sul fatto che il guadagno di un transistor varia sia con la tensione di collettore che con la corrente di collettore. Sotto questo aspetto quindi la realizzazione di un circuito CAG su un televisore a transistori è più delicata di quella relativa ai televisori a valvole.

Nella Fig. 12-7 è riportata la curva teorica del guadagno di un transistor in funzione della sua corrente ( $I_c$ ). Quando la corrente di collettore è piccola, il guadagno è basso; man mano che la corrente aumenta, il guadagno cresce (tratto  $A-B$ ). Esiste una zona ( $B-C$ ) dove il guadagno risulta quasi costante, ma se la corrente di collettore continua ad aumentare, il guadagno diminuisce più o meno rapidamente (tratto  $C-D$ ).

Il punto di funzionamento normale dello stadio deve essere posto fra  $B$  e  $C$  per avere il guadagno massimo.

Quando uno stadio deve essere controllato dal CAG, si può:

a) diminuire la corrente di collettore e portare il punto di funzionamento fra i punti  $A-B$  (questo è il caso del CAG *inverso*);

b) aumentare la corrente di collettore e porre il punto di funzionamento fra i punti  $C-D$  (questo è il caso del CAG *diretto*).

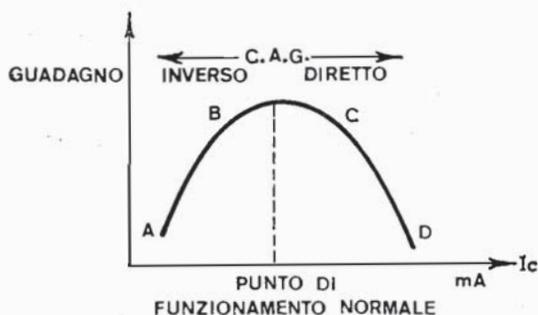


Figura 12-7. - Curva teorica del guadagno di un transistor a RF al variare della corrente di collettore e applicazione di una tensione CAG diretta o inversa.

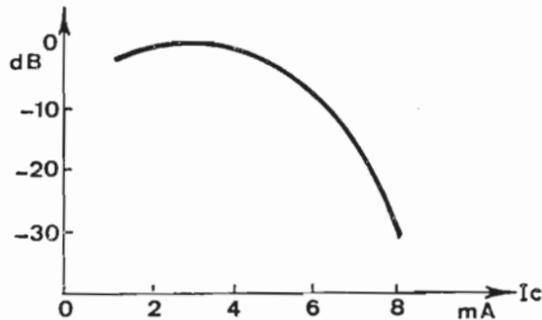


Figura 12-8. - Variazione relativa della pendenza in funzione di  $I_c$  per l'applicazione di un CAG diretto fra 3 e 8 mA in un transistoro tipo 162T1 a 200 MHz.

Il CAG diretto permette di ridurre il guadagno di un transistoro aumentando la corrente di emettitore o di collettore ( $I_E$  oppure  $I_C$ ) oppure diminuendo la sua tensione di alimentazione ( $V_E$ ).

Siccome con il CAG diretto il punto di funzionamento si pone su una parte più lineare della caratteristica, si rischia meno che si generi intermodulazione nel circuito. Inoltre questo tipo di CAG sopporta meglio i sovraccarichi di segnale di entrata ed è per tali ragioni che esso viene generalmente adottato per lo stadio di entrata dei tuner negli apparati più recenti.

Per esempio, se un transistoro tipo 162T1 è montato ad emettitore comune in uno stadio di entrata funzionante a 200 MHz, la sua corrente di emettitore verrà regolata su 3 mA e il CAG diretto farà aumentare questa corrente da 3 a 8 mA. La diminuzione del guadagno che si ottiene sarà di 30 db (Fig. 12-8).

Il CAG inverso utilizza il fatto che la pendenza è proporzionale alla corrente di collettore in una certa zona. Se si riduce  $I_C$ , la pendenza si riduce nella stessa proporzione: le resistenze di entrata e di uscita aumentano, mentre le capacità diminuiscono. Se la diminuzione di corrente è eccessiva si raggiunge il ginocchio della caratteristica del transistoro, ciò che può introdurre una considerevole distorsione e il pericolo di modulazione incrociata. Per queste ragioni, il CAG inverso non è utilizzato nello stadio di entrata del tuner, però è frequentemente impiegato negli stadi a FI, dove i sovraccarichi sono improbabili se

lo stadio di entrata è ben regolato. I modi per ottenere le tensioni CAG sono stati descritti nel Capitolo X.

Come regola generale, il CAG diretto può essere individuato dall'esistenza di un resistore disaccoppiato inserito in un circuito di collettore, mentre in quello inverso mancherà tale resistore.

### **12-5. - Rapporto segnale-rumore.**

Il rapporto segnale-rumore per i tuner a transistori è ora analogo a quello dei tuner a valvole. Il rumore è importante poichè da esso dipende la minima intensità di segnale ricevibile. Dei tre transistori impiegati fondamentalmente nel tuner, quello amplificatore a RF è evidentemente il più importante sotto l'aspetto del rumore, poichè il guadagno di questo stadio eleva il segnale all'entrata del mescolatore oltre il livello critico del rumore. I transistori a tetrodo montati nei primi tuner a causa delle loro migliori prestazioni alle frequenze alte sono stati sostituiti dai transistori a triodo, poichè questi hanno una cifra di rumore di parecchi db inferiore. Tipicamente, il rumore di un tuner nel canale H oggi raggiunge circa 6 db mentre nel canale A esso si aggira su 2-3 db.

### **12-6. - Scelta dei transistori.**

I transistori per i tuner per VHF debbono funzionare correttamente come amplificatori accordati, mescolatori, oscillatori, per frequenze fra 50 e 250 MHz. A causa dei bassi livelli di segnale che si hanno, i transistori saranno del tipo a bassa potenza (alcune decine di milliwatt). Essi debbono anche essere economici e sicuri, almeno quanto i tubi elettronici. Il requisito fondamentale per i transistori è che essi debbono avere un sufficiente guadagno alle VHF.

I transistori da impiegare nei tuner normalmente vengono selezionati in parte mediante misure dei parametri e in parte mediante prove di funzionamento. Con le misure dei parametri ci si accerta che il transistoro sia del tipo corretto mentre le prove di funzionamento in un circuito sperimentale servono per restringere la disuniformità di caratteristiche dei transistori, selezionando quelli più idonei alla particolare funzione.

### 12-7. - Amplificatore a RF per tuner a transistori.

I problemi fondamentali nel progetto di uno stadio amplificatore a RF in un tuner a transistori sono: scelta della configurazione circuitale; scelta del transistoro; definizione delle tensioni e correnti di polarizzazione, progetto del circuito accordato di entrata di antenna e progetto del circuito di accoppiamento fra lo stadio amplificatore a RF e quello mescolatore.

### 12-8. - Configurazioni circuitali con i transistori.

Nello stadio amplificatore a RF possono essere impiegate tutte e tre le configurazioni per i transistori. Nel circuito a base comune il segnale di uscita è in fase con quello di entrata e quindi la capacità parassita e la capacità di reazione interna del transistoro tendono a provocare reazione. Nei circuiti ad emettitore comune l'uscita e l'entrata sono quasi in opposizione di fase e la reazione tende ad essere controreattiva.

Mediante un opportuno adattamento di impedenza, si può ottenere un guadagno a RF alle frequenze più alte mediante un circuito a base comune, per effetto della controreazione interna, e i progettisti che impiegavano transistori aventi frequenza piuttosto bassa, nei primi tempi delle realizzazioni dei tuner a transistori, rilevavano frequentemente che i circuiti a base comune fornivano una prestazione accettabile.

Ora, essendo disponibili transistori migliori, si preferisce il circuito ad emettitore comune, mentre quello a base comune è pressochè scomparso: con i circuiti ad emettitore comune il guadagno risente meno dei precisi adattamenti di impedenza e ciò rende minore la variazione di guadagno fra i vari televisori. Tuttavia anche ora il circuito a base comune è adottato in qualche caso, per la minore variazione della resistenza di entrata del transistoro nelle varie bande di frequenza.

I circuiti a collettore comune sono usati molto raramente.

### 12-9. - Transistori per amplificatori a RF.

Il transistoro per l'amplificatore a RF deve fornire un guadagno di almeno 10 db a 215 MHz. I normali transistori a lega non possono funzionare soddisfacentemente oltre qualche decina di megahertz e

perciò bisogna usare transistori speciali, del tipo a base diffusa. Fra questi vi sono quelli a microlega diffusa (MADT), i transistori Mesa, i transistori a diffusione dopo lega (PADT) e i transistori « drift ». Le caratteristiche di questi transistori sono state trattate nel Capitolo II.

Questi transistori differiscono dai tipi a lega non solo per la possibilità di funzionare a frequenze più alte, ma per le loro basse capacità di uscita (circa 1-5 pF contro 10-30 pF).

Attualmente i transistori « drift » presentano caratteristiche di risposta a frequenze alte meno buone rispetto ai tipi MESA, MADT e PADT e il tipo più frequentemente usato è il MADT. I transistori al silicio non sono per ora impiegati nei tuner televisivi.

#### 12-10. - Sistemi di polarizzazione dei transistori.

Indipendentemente dalla configurazione circuitale impiegata per l'amplificatore a RF, sono necessari circuiti di polarizzazione per ottenere una data tensione e corrente di collettore in assenza di segnale. Nei circuiti a basso livello del tuner, l'amplificatore funziona sempre in classe A e il segnale a c.a. fa variare leggermente la corrente di collettore attorno al suo valore di riposo. La corrente di polarizzazione è ottenuta applicando una tensione negativa al collettore e una tensione leggermente negativa alla base, la polarità delle tensioni essendo espressa rispetto alla tensione di emettitore. (Come si è già detto, si suppongono transistori p-n-p; per transistori n-p-n queste polarità vanno invertite).

La tensione emettitore-base è piccola in questi stadi a basso livello e sono necessari circa 0,2 V per una corrente di collettore di vari milliampere. La tensione collettore-emettitore di solito è compresa fra 5 e 10 V.

La Fig. 12-9 illustra il circuito più comunemente usato per polarizzare un amplificatore in classe A ad emettitore comune e a base comune. In entrambi i circuiti, la corrente di base del transistoro normalmente è piccola in confronto con quella del partitore di tensione  $R_1$   $R_2$ , sicchè la tensione di base è effettivamente tenuta al potenziale fisso della giunzione fra  $R_1$  e  $R_2$ .

La corrente di emettitore aumenta fino a che la tensione su  $R_3$  differisca di alcune centinaia di millivolt rispetto alla tensione su  $R_2$ : tale corrente risulta circa uguale alla tensione di base divisa per  $R_3$ .

I circuiti di polarizzazione a emettitore comune e a base comune

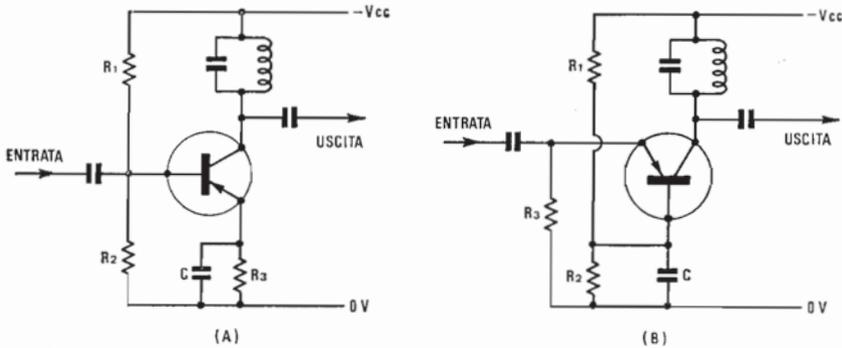


Figura 12-9. - Circuiti di polarizzazione a c.c. dei transistori; (A) ad emettitore comune; (B) a base comune.

di Fig. 12-9 sembrano differenti, ma dal punto di vista della tensione continua essi sono molto simili fra loro. Alle frequenze del segnale i due circuiti invece differiscono grandemente. Il condensatore di disaccoppiamento  $C$  cortocircuita a massa l'emettitore, nel caso di circuito ad emettitore comune e cortocircuita a massa la base nel caso di circuito a base comune.

Le correnti di dispersione in un transistor aumentano rapidamente al crescere della temperatura e una delle funzioni del sistema di polarizzazione consiste nell'evitare che avvenga la cosiddetta valanga termica, condizione nella quale l'aumento nella corrente di dispersione con la temperatura provoca un aumento nella dissipazione di potenza del transistor, che fa aumentare ulteriormente la temperatura, con conseguente aumento della corrente di dispersione ecc... e avviene una situazione di reazione. In qualche caso, l'aumento della corrente di dispersione diventa tanto grande che tutte le altre correnti divengono trascurabili e l'amplificazione cessa.

Il primo modo per ottenere la stabilizzazione termica consiste nell'aggiungere un resistore di emettitore ( $R_3$  in Fig. 12-9): qualunque aumento nella corrente di emettitore, passando attraverso  $R_3$ , riduce la tensione base-emettitore, con conseguente diminuzione della corrente di emettitore. Si ottiene così uno stato di equilibrio e di stabilizzazione.

Quanto più alta è la resistenza di emettitore, tanto più efficace è la stabilizzazione. Per ottenere una effettiva stabilizzazione, la tensione

alla giunzione dei resistori  $R_1$  e  $R_2$  di polarizzazione di base non deve variare sensibilmente al variare della temperatura o della corrente di base, sicchè quanto più alta è la corrente nel partitore di tensione tanto minore risulterà la variazione della tensione di base causata dalle variazioni di corrente di base. Riepilogando, per una buona stabilizzazione termica la resistenza di polarizzazione di emettitore deve essere la più alta possibile e le resistenze di polarizzazione di base le più basse possibili.

Il valore di resistenza di emettitore è limitato in pratica dalla tensione continua di alimentazione disponibile. Esso non può essere troppo alto poichè altrimenti la caduta di tensione su esso non lascerà una tensione di alimentazione sufficiente per il transistor. In pratica si usa scegliere un valore di resistenza di emettitore tale che su esso cada una tensione corrispondente ad  $1/5$ ,  $1/10$  della tensione di alimentazione disponibile. Per esempio, con una corrente di emettitore di 2 mA e una tensione di alimentazione di 10 V, il resistore di emettitore dovrà essere fra 500 e 1000  $\Omega$ .

Nel circuito a base comune di Fig. 12-9 B, il resistore di emettitore  $R_3$  è anche sul segnale di entrata e deve avere un valore alto rispetto all'impedenza di entrata del transistor, per non costituire un carico eccessivo di entrata per il segnale. Alle correnti di collettore normalmente usate nell'amplificatore a RF dei tuner, l'impedenza di entrata a base comune del transistor è di alcune decine di ohm, sicchè le centinaia di ohm del resistore di emettitore introducono una trascurabile perdita di potenza di pilotaggio.

Come abbiamo detto, per una buona stabilità termica le resistenze di polarizzazione di base debbono essere le più basse possibili. Il limite inferiore è dato dalla corrente che la batteria di alimentazione può fornire; quanto più basse sono le resistenze di polarizzazione, tanto maggiore è la corrente assorbita dal partitore di tensione  $R_1$ - $R_2$ . Inoltre, nel circuito a emettitore comune (Fig. 12-9 A) il resistore di polarizzazione  $R_2$  è in parallelo all'entrata del segnale e un valore troppo basso di esso comporterebbe una eccessiva perdita di segnale.

Un compromesso consiste nel fare in modo che nel partitore di tensione  $R_1$ - $R_2$  circoli una corrente da circa  $1/10$  a circa  $1/5$  della prevista corrente di emettitore. Ad esempio, per un transistor a RF che abbia una corrente di emettitore di 2 mA e una tensione di alimentazione di 10 V, è adatta una resistenza di emettitore di circa 500  $\Omega$ . Ciò dà luogo a una tensione di polarizzazione di emettitore di 1 V, sicchè la tensione della base dovrà essere circa 1,2 V. Il par-

titore di tensione per la polarizzazione della base deve assorbire una corrente 1/5 della corrente di emettitore, ossia deve avere una resistenza totale di  $10\text{ V}/0,4\text{ mA} = 25\text{ k}\Omega$ .

Per ottenere nel punto comune fra  $R_1$  e  $R_2$  una tensione di 1,2 V occorrerà dare a  $R_2$  il valore  $(1,2/10)$  per  $25\text{ k}\Omega$  ossia  $3\text{ k}\Omega$  e conseguentemente  $R_1$  avrà il valore di  $22\text{ k}\Omega$ .

Questi circuiti normali di polarizzazione non solo forniscono la stabilizzazione termica, ma anche tendono a ridurre le differenze che si possono avere nel guadagno dello stadio a causa delle differenze del  $\beta$  dei transistori usati in produzione.

Il rumore e il guadagno di un transistore variano al variare della corrente e della tensione di polarizzazione e il punto di lavoro in tensione continua di un amplificatore a RF per tuner verrà scelto principalmente in modo da fornire un compromesso fra rumore e guadagno. La Fig. 12-10 A mostra come variano il guadagno di un transistore VHF e il rumore al variare della corrente di collettore, mentre la Fig. 12-10 B mostra come essi variano con il variare della tensione di collettore. Tutti i transistori VHF attuali presentano un guadagno e un rumore che crescono entrambi con la tensione di collettore; però man mano che la corrente aumenta, dapprima il guadagno aumenta fino a raggiungere un massimo per poi diminuire, mentre il rumore inizialmente diminuisce e poi aumenta. I valori di polarizzazione pre-

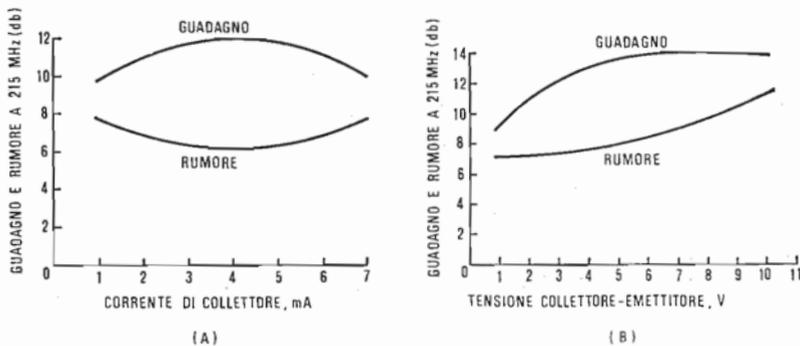


Figura 12-10. - Caratteristiche di guadagno e di rumore di un tipico transistore per VHF a 255 MHz; (A) variazione al variare della corrente di polarizzazione; (B) variazione al variare della tensione di polarizzazione.

scelti di solito saranno tali che sia la corrente che la tensione siano regolate per il limite di rumore tollerabile. In pratica, ciò corrisponde ad una corrente di collettore compresa fra 1 e 4 mA e una tensione fra collettore ed emettitore compresa fra 6 e 10 V.

La corrente continua di collettore influisce non solo sul guadagno e sul rumore, ma anche sulle impedenze di entrata e di uscita del transistor, ed infatti la resistenza di entrata diminuisce al crescere della corrente di collettore. La capacità di entrata può diminuire o aumentare, a seconda delle caratteristiche costruttive del transistor, mentre la resistenza di uscita diminuisce al crescere della tensione.

### 12-11. - Circuito accordato di entrata dell'amplificatore a RF.

Il circuito accordato di entrata dell'amplificatore a RF è di solito ad accordo unico. L'impedenza di entrata del transistor alle VHF è bassa rispetto a quella delle valvole, e si riduce ad alcune decine di ohm alla frequenza di 215 MHz. Ciò richiede la necessità di effettuare

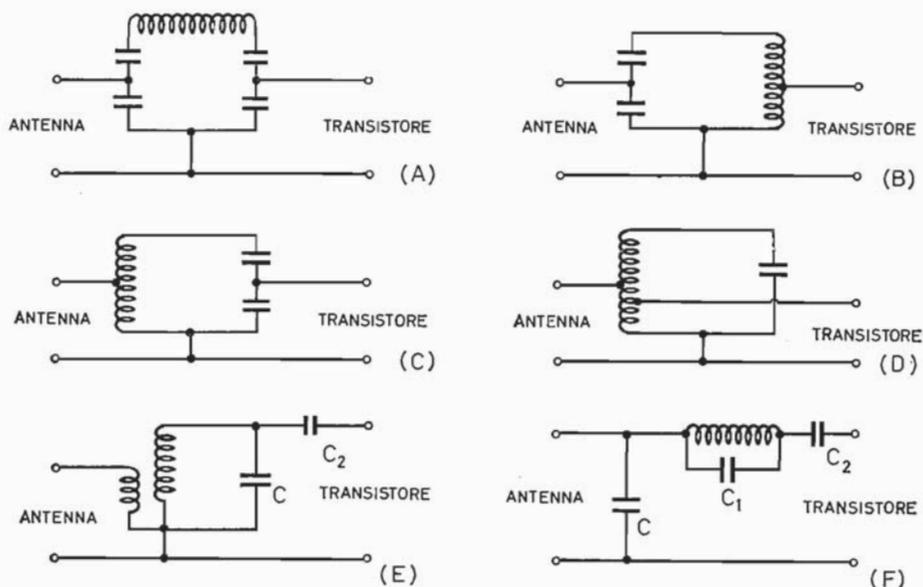


Figura 12-11. - Vari metodi per collegare l'antenna al transistor amplificatore a RF.

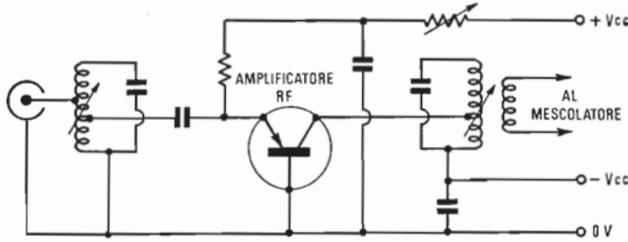


Figura 12-12. - Circuito di amplificatore a RF di un tuner a transistori.

una presa intermedia nel circuito accordato di entrata, per alimentare il transistor, altrimenti diventa difficile ottenere una larghezza di banda sufficientemente stretta. La Fig. 12-11 mostra sei sistemi fondamentali per adattare l'antenna e il transistor al circuito accordato, adottando combinazioni di prese intermedie capacitive o induttive. Le prese intermedie induttive sono rappresentate come autotrasformatori, ma evidentemente possono essere anche trasformatori con doppio avvolgimento.

I circuiti dei televisori commerciali sono evidentemente complicati dalla presenza dei circuiti di polarizzazione, di trappole, delle commutazioni delle bobine, ma come schema di principio essi corrispondono a uno di quelli illustrati nella Fig. 12-11. Nella Fig. 12-12 è rappresentato, come esempio, l'amplificatore a RF di un televisore commerciale, nel quale viene impiegata la presa intermedia sulla bobina del circuito accordato sia per l'accoppiamento all'antenna che per l'accoppiamento al transistor.

In qualche caso nel circuito accordato di entrata dell'amplificatore a RF vengono usate la presa intermedia induttiva per l'accoppiamento all'antenna e quella capacitiva per l'accoppiamento al transistor. Con questo sistema si riduce l'effetto sul circuito accordato delle variazioni della resistenza di entrata del transistor al variare della corrente di collettore in seguito all'azione del CAG. Un esempio di questo tipo di circuito di entrata è illustrato, alquanto semplificato, nella Fig. 12-13.

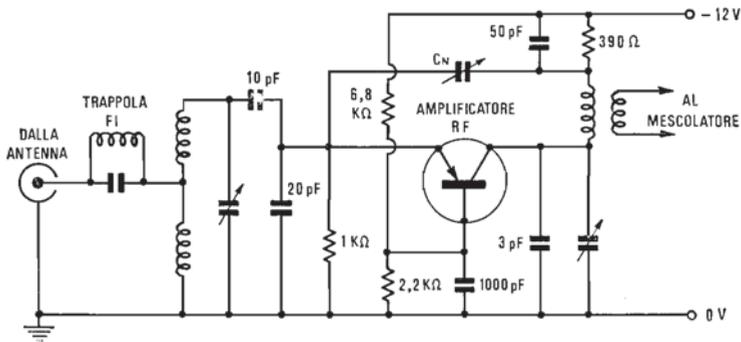


Figura 12-13. - Altro circuito di amplificatore a RF di un tuner a transistori.

### 12-12. - Circuito accordato di collettore dell'amplificatore a RF.

Il circuito accordato di uscita del collettore dell'amplificatore a RF di solito è a doppio accordo, poichè la maggior parte dell'attenuazione del canale adiacente presentata dal tuner deve essere compiuta da esso.

L'esigenza di una banda passante di circa 5 MHz può essere soddisfatta con l'accoppiamento a induttanza mutua (che è il più comune) oppure mediante l'accordo sfalsato, e si possono usare all'entrata e all'uscita prese intermedie capacitive o induttive.

I valori tipici del circuito accordato su 200 MHz, sia per il primario che per il secondario, sono:  $L = 0,04 \mu\text{H}$  e  $C = 10 \text{ pF}$  (oltre alla capacità parassita di circa 1,5 pF e alla capacità di uscita del transistor, 1,5 pF).

Per una adeguata banda passante, è necessario un coefficiente di accoppiamento di 0,03, ciò che significa che il valore di induttanza mutua tra primario e secondario deve essere circa  $0,001 \mu\text{H}$ .

Per effetto della limitata larghezza di banda, si hanno nelle bobine perdite di circa 6 db, ma queste perdite non sono tanto importanti come quelle del circuito di entrata di antenna, a causa del più alto livello di segnale esistente all'uscita dell'amplificatore a RF.

Per adattare i transistori al circuito accordato di accoppiamento fra gli stadi, di solito si usa un partitore capacitivo, poichè con esso si ha un contatto di commutatore in meno rispetto alla presa induttiva. A 215 MHz, le impedenze da adattare sono, per la configurazione

ad emettitore comune: resistenza di uscita dell'amplificatore 1 k $\Omega$ ; capacità 1,5 pF; resistenza di entrata del mescolatore 45  $\Omega$ ; capacità 7 pF.

Nella Fig. 12-14 è indicato un circuito completo di accoppiamento fra gli stadi. In esso, l'uscita dell'amplificatore a RF è direttamente applicata sul primario del filtro di banda. La curva di risposta nella Banda III è allora alquanto più ampia di quando il collettore viene adattato all'avvolgimento primario.

Finora non abbiamo trattato un aspetto dell'adattamento dell'amplificatore a RF con il circuito di accoppiamento fra gli stadi: l'effetto delle grandi variazioni nella resistenza di uscita del transistor passando dalla banda I alla banda III.

Tali variazioni influiscono sul progetto del filtro di banda, poichè la resistenza di uscita del transistor può variare da oltre 100 k $\Omega$  (a 50 MHz) a meno di 1 k $\Omega$  (a 200 MHz). È questa la ragione per cui si aggiunge una resistenza di 20-100 k $\Omega$  sul primario dell'avvolgimento del filtro di banda, aumentando così lo smorzamento ai canali a frequenza più bassa. Nel circuito di Fig. 12-14 questa resistenza ha un valore di 82 k $\Omega$ .

**12-13. - Neutralizzazione.**

Come si è detto avanti, la capacità fra collettore e base del transistor fornisce una importante reazione interna fra i circuiti di uscita e di entrata. Nella neutralizzazione, si attua una reazione esterna in op-

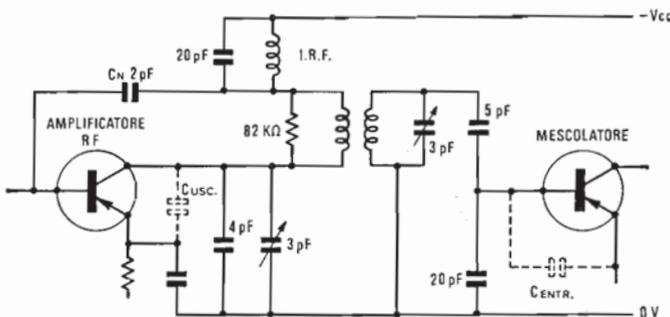


Figura 12-14. - Circuito di accoppiamento fra amplificatore a RF e mescolatore.

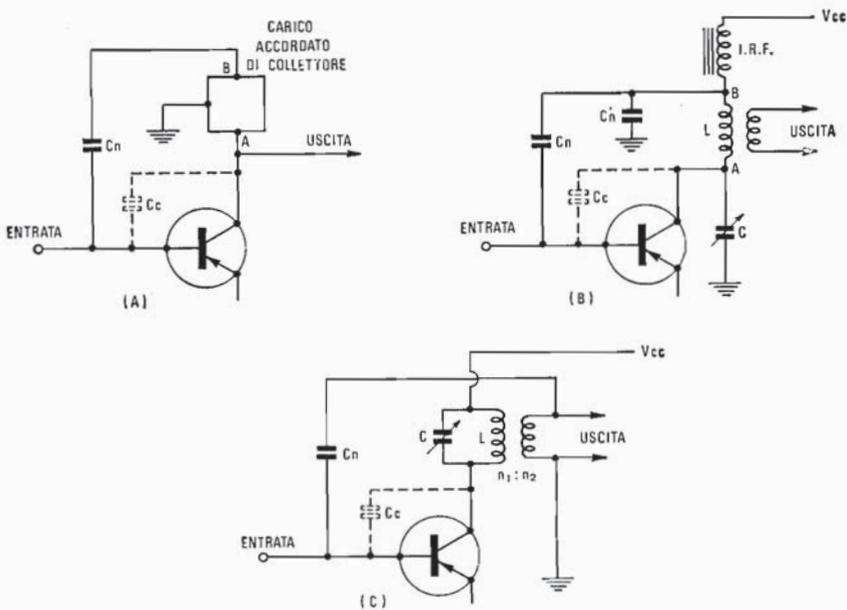


Figura 12-15. - Sistemi di neutralizzazione: (A) schema a blocchi e principio generale; (B) neutralizzazione capacitiva; (C) neutralizzazione induttiva.

posizione di fase con la reazione interna del transistor, così da bilanciare l'effetto di quest'ultima.

Questo principio è illustrato nella Fig. 12-15 A, dove  $C_c$  rappresenta la capacità di reazione interna del transistor. Il segnale nei punti A B sul circuito di uscita sono in opposizione di fase e il segnale di reazione che attraverso  $C_n$  va all'entrata neutralizza il segnale che vi giunge attraverso  $C_c$ .

Vi sono molti metodi per ottenere un segnale in opposizione di fase dall'uscita, ma quasi sempre si impiega o la rete capacitiva (Fig. 12-15 B) oppure la rete induttiva (Fig. 12-15 C). Nel metodo capacitivo di Fig. 12-15 B, la frequenza di risonanza del circuito accordato dipende da  $L$  e  $C$ , dato che  $C_n'$  è grande in confronto con  $C$ . A prima vista,  $C_n'$  può sembrare un condensatore di disaccoppiamento per la bobina IRF, ma esso non ha una capacità tanto grande da disaccoppiarla realmente. Di conseguenza i segnali nei punti A e B sono in opposi-

zione di fase rispetto a massa. La frequenza di risonanza serie di  $LC_n'$  è bassa in confronto di quella di  $LC$ . (Valori tipici di  $C_n'$  e  $C_n$  per un amplificatore a  $RF$  sono 25 pF e 5 pF). Questo metodo di inversione di fase capacitiva è quello più usato negli stadi amplificatori a  $RF$  dei tuner a transistori.

Nel metodo con trasformatore di Fig. 12-15 C, scegliendo opportunamente la fase degli avvolgimenti del trasformatore si ottiene un segnale in opposizione di fase che attraverso  $C_n$  va alla base. Il valore ottimo di  $C_n$  dipende dal rapporto di spire del trasformatore e dal coefficiente di accoppiamento, ma è dato circa da  $(n_1/n_2) C_c$ , dove  $n_1$  è il numero di spire dell'avvolgimento primario (fra collettore e alimentazione) e  $n_2$  è il numero di spire dell'avvolgimento secondario. Il metodo di inversione di fase a trasformatore è più frequentemente usato negli stadi amplificatori a FI che non negli stadi del tuner.

I circuiti di Fig. 12-15 sono tipici per effettuare la neutralizzazione. Vi sono ancora altri metodi per neutralizzare, quali ad esempio l'uso di un'induttanza fra collettore e base, accordata in maniera da risuonare in parallelo con la capacità interna collettore-base, ma l'uso di questi altri sistemi è poco frequente.

Il valore di capacità di neutralizzazione ottimo può essere determinato iniettando un segnale nel collettore del transistor alla frequenza dell'amplificatore e scegliendo la capacità di neutralizzazione in modo da ottenere il minimo segnale all'entrata. Di solito sarà necessario un segnale di collettore di varie centinaia di millivolt per ottenere all'entrata un'indicazione leggibile su un millivoltmetro elettronico.

La neutralizzazione serve anzitutto per stabilizzare un amplificatore a  $RF$ , ma essa può anche servire per equalizzare il guadagno. Usando un condensatore di capacità leggermente maggiore di quanto occorra per la corretta neutralizzazione sulla Banda III, la risposta al canale a frequenza più alta può migliorare anche di 2 db, mentre una sottoneutralizzazione sulla Banda I produce una analoga riduzione di guadagno.

I primi televisori a transistori impiegavano uno stadio di entrata a base comune. Questo tipo di collegamento è caratterizzato da:

- a) una bassa impedenza di entrata, che si adatta bene con l'impedenza dell'antenna (300  $\Omega$ );
- b) assenza totale di reazione fra l'uscita e l'entrata, ciò che rende inutile la neutralizzazione;

c) un guadagno di corrente  $\alpha$  molto prossimo ad 1, poichè la corrente di emettitore è molto prossima alla corrente di collettore. Pertanto non vi è necessità di ritoccare le regolazioni in caso di sostituzione di un transistoro;

d) impedenza del secondario del trasformatore di uscita piccola rispetto a quella del primario.

Questo sistema si giustificava quando i transistori impiegati funzionavano a una frequenza vicina alla loro frequenza limite. (Sappiamo che  $f_\alpha$  è molto più alto di  $f_\beta$ ).

I progressi che si sono avuti nella fabbricazione dei transistori per frequenze alte permettono ora di avere valori di  $f_\beta$  sufficienti almeno per le Bande I e III e perciò attualmente si preferisce il montaggio ad emettitore comune, ben neutralizzato, che dà un guadagno più alto per lo stadio a RF.

Lo stadio di entrata riceve dall'antenna una tensione a RF che può variare moltissimo a seconda della potenza del trasmettitore, della distanza che lo separa dal ricevitore e dell'efficacia dell'antenna.

Occorre dunque prevedere su questo stadio, e sugli stadi a FI, un CAG efficace al fine di evitare la saturazione degli stadi successivi e i fenomeni di modulazione incrociata. Questa variazione di guadagno deve avvenire senza alterare la forma della curva di risposta, ciò che è molto difficile da ottenere.

#### 12-14. - Controllo di guadagno.

Nei tuner a valvola, il CAG è normalmente applicato all'amplificatore a RF, ma con i transistori spesso non si usa il CAG nel tuner e la sua azione si svolge unicamente sull'amplificatore a FI.

La ragione di ciò è che, come si è detto avanti, le impedenze di entrata e di uscita di un transistoro variano considerevolmente, al variare delle condizioni di polarizzazione. Man mano che la corrente di collettore aumenta, le resistenze di entrata e di uscita diminuiscono entrambe e la capacità di uscita aumenta. Per contro, se aumenta la tensione collettore-emettitore, la sola caratteristica che materialmente ne risente è la capacità di uscita, la quale diminuisce.

Tanto il CAG diretto che quello inverso, trattati precedentemente, funzionano facendo variare la corrente di collettore, sicchè le impedenze presentate al circuito accordato dal transistoro amplificatore a RF variano ampiamente al variare del livello CAG. Ciò può provo-

care un indesiderabile spostamento della frequenza di accordo e una variazione della curva di risposta della banda passante. Oltre agli effetti sulla risposta in frequenza del circuito accordato, risulta anche difficile effettuare la scelta del circuito di neutralizzazione più opportuno.

Quando si adottano valori fissi si potrà ottenere una sottoneutralizzazione per alcune condizioni del CAG e una sovraneutralizzazione per altre. Ciò evidentemente significa possibili instabilità e deformazioni della curva di risposta in frequenza.

Se si usa il CAG nell'amplificatore a RF, esso può essere diretto o inverso. La scelta dipende dai seguenti fattori:

1) alcuni transistori sono più adatti per l'uno o per l'altro tipo di CAG. Per esempio i transistori MESA presentano migliori caratteristiche di controllo con il CAG inverso, mentre i transistori MADT funzionano meglio con il CAG diretto;

2) a causa delle più alte tensioni di polarizzazione base-emettitore necessarie per il CAG diretto, si avrà minore tendenza verso il sovraccarico;

3) la frequenza centrale del circuito accordato varia con il CAG diretto, poichè la capacità di collettore, che è in parallelo al circuito accordato, varia notevolmente. Negli amplificatori a RF a banda relativamente larga ciò può non essere tanto grave come negli stadi a FI a banda relativamente stretta;

4) il CAG diretto richiede una tensione di alimentazione continua più alta per compensare la caduta di tensione sul resistore di collettore di disaccoppiamento;

5) il CAG inverso fornisce una minore variazione totale dell'impedenza del transistor e quindi un migliore mantenimento della risposta a RF su tutto il campo di controllo.

Tanto il CAG diretto quanto quello inverso richiedono resistori di disaccoppiamento sulla linea di alimentazione continua aventi il valore più basso possibile, per tenere basse le variazioni di polarizzazione. Le variazioni di guadagno provocate dalle variazioni di corrente di collettore sono maggiori alle correnti basse. Con il CAG inverso, il controllo di guadagno diviene più efficace quando la corrente di collettore diminuisce. Ciò contrasta con il CAG applicato alle valvole, dove il controllo di guadagno è più efficace alle forti correnti anodiche.

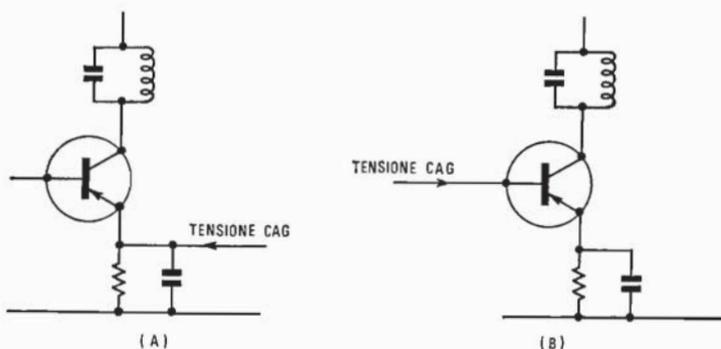


Figura 12-16. - Altri punti ai quali può essere inserita la tensione CAG: (A) iniezione nell'emettitore; (B) iniezione nella base.

Il segnale di entrata che può essere amplificato da un transistor è minore di quello di una valvola e la tensione di polarizzazione sui transistori VHF al germanio risulta di circa 0,2 V. A causa di ciò, i tuner per televisori a transistori frequentemente comprendono un attenuatore all'entrata, che può essere commutato per differenti livelli di segnale: forte, medio, basso.

I transistori al silicio, che richiedono una tensione di polarizzazione di entrata di circa 0,8 V, sarebbero migliori sotto questo aspetto, ma a causa del loro costo piuttosto alto essi non vengono comunemente usati nei televisori.

Il segnale di controllo automatico di guadagno può essere applicato ai transistori in due modi, come illustra la Fig. 12-16. Nella Figura 12-16 A la corrente di emettitore (e quindi di collettore) è controllata direttamente dal sistema CAG.

Nella Fig. 12-16 B il segnale CAG fa variare la corrente di base che è amplificata dal guadagno di corrente continua del transistor e controlla così la corrente di collettore, fornendo a questo modo un controllo più sensibile.

Nella Fig. 12-16 sono illustrati circuiti ad emettitore comune, ma gli stessi principi valgono per circuiti con base comune, poichè i circuiti di polarizzazione continua sono sostanzialmente gli stessi per entrambe le configurazioni circuitali.

Negli amplificatori a RF per tuner si è ottenuto un campo di controllo automatico di guadagno fino a 40 db, ma frequentemente si

possono tollerare valori più bassi per assicurare migliori caratteristiche di sovraccarico e stabilità della risposta in frequenza. La parte maggiore del controllo automatico di guadagno in pratica è svolta dall'amplificatore a FI.

#### **12-15. - Rumore negli amplificatori a RF a transistori.**

La cifra di rumore di un amplificatore a RF a transistori dipende dalla corrente di polarizzazione, dalla tensione di polarizzazione e dall'adattamento di entrata. Dalla Fig. 12-10 sappiamo che, con una tensione di collettore fissa, il rumore è alto quando la corrente di collettore è bassa e diminuisce fino a un minimo man mano che la corrente aumenta, per poi aumentare ancora verso le correnti alte. (In un tipico transistoro, la figura di rumore a 200 MHz scende da 9 db con 0,2 mA di corrente di collettore, a 6 db con 0,74 mA e rimane costante su questo valore fino a 2 mA). Il maggiore rumore con correnti basse viene attribuito principalmente a disadattamento di impedenza con il generatore, poichè l'impedenza di entrata di un transistoro aumenta alle correnti basse.

Quando la corrente di collettore di un transistoro è fissa, il rumore è basso con tensione di collettore bassa e cresce uniformemente man mano che la tensione aumenta. Anche il guadagno aumenta al crescere della tensione di collettore. Si dovrà quindi scegliere un compromesso soddisfacente fra guadagno e rumore. Il rumore è sostanzialmente lo stesso per le due configurazioni ad emettitore comune ed a base comune.

Un amplificatore a RF a valvole richiede frequentemente un disadattamento di entrata per ottenere il migliore rapporto segnale-rumore, e ciò significa un minore guadagno e possibili onde stazionarie sui canali a frequenza bassa. Il rumore di un amplificatore a RF a transistori non dipende sensibilmente dal disadattamento dell'entrata e si può usare il migliore adattamento all'entrata, ottenendo così il massimo guadagno di potenza e il minimo rapporto di onde stazionarie.

#### **12-16. - Tuner con quattro transistori.**

Finora abbiamo trattato tuner con tre transistori, ma in televisori aventi le migliori prestazioni può trovarsi un tuner con quattro transistori. Il circuito a quattro transistori è simile al tuner a valvole

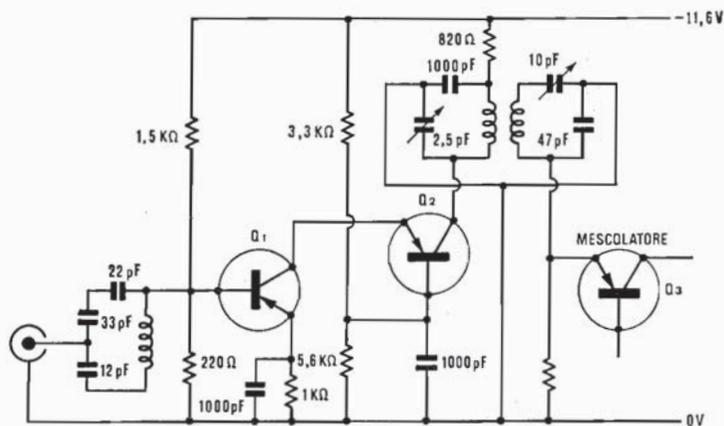


Figura 12-17. - Stadio amplificatore a RF a cascode per tuner a quattro transistori.

con amplificatore RF a cascode, mescolatore e oscillatore. I due transistori amplificatori a RF sono uno ad emettitore comune e l'altro a base comune (cascode), come illustra la Fig. 12-17.

Il collettore del primo transistor è direttamente accoppiato all'emettitore del secondo. L'impedenza di entrata del transistor a base comune è bassa e per effetto di questa impedenza di carico bassa si ha che il transistor ad emettitore comune è intrinsecamente stabile e non richiede alcuna neutralizzazione. D'altro canto, siccome i transistori in cascode sono in serie per quanto riguarda la tensione continua, per ogni transistor è disponibile solo metà della tensione di alimentazione e il guadagno ottenibile è basso.

### 12-17. - Il mescolatore.

Il mescolatore riceve separatamente i segnali ad alta frequenza provenienti dallo stadio amplificatore a RF e dall'oscillatore locale. La mescolazione avviene per effetto della curvatura della caratteristica di entrata del transistor. Di solito l'oscillazione locale è applicata all'emettitore, mentre il segnale a RF è applicato alla base. Il primario del filtro di banda a RF è inserito nel collettore, mentre il secondario è posto sul telaio dell'amplificatore a FI. L'accoppiamento

fra primario e secondario è realizzato con un cavo coassiale di collegamento. La banda passante del filtro a FI è di 10 MHz a  $-3$  db.

Il funzionamento del mescolatore differisce sensibilmente da quello di un amplificatore: infatti, siccome la tensione sviluppata dall'oscillatore locale è alta (0,5 V), il mescolatore ha un funzionamento non lineare molto accentuato.

Nel circuito di collettore si ha un segnale a FI, le fondamentali e le armoniche dell'oscillatore e del segnale di entrata. Il circuito di uscita è accordato sul valore della FI, sicchè le altre componenti della corrente di collettore risultano cortocircuitate da tale circuito, se esso è ben realizzato.

La presenza dell'oscillatore modifica la pendenza del transistore mescolatore. La pendenza di conversione è nulla in assenza di tensione di oscillazione e cresce poi per raggiungere la pendenza del transistore per valori molto grandi della tensione di oscillazione. Si ha dunque interesse a scegliere una tensione di oscillazione relativamente alta. Questa tensione oscillatrice viene poi ridotta nell'interno del transistore per effetto delle resistenze e delle capacità ivi esistenti.

Si tenga presente che la capacità di uscita e di entrata diminuiscono al crescere della tensione di oscillazione: si può valutare che la tensione di oscillazione effettivamente applicata sulla base interna sia dell'ordine di 0,1 V e la resistenza di entrata sia dell'ordine di 120  $\Omega$  (nella Banda III) invece dei 60  $\Omega$  normali.

Però non si deve aumentare molto la tensione di oscillazione poichè, malgrado le schermature e le precauzioni prese, l'irraggiamento sull'antenna potrebbe assumere valori considerevoli, interferendo il funzionamento di altri televisori.

Il transistore mescolatore deve maneggiare molte frequenze oltre ai segnali di portante e dell'oscillatore locale, all'entrata, e al segnale a FI all'uscita. Questi altri segnali tipicamente sono la seconda armonica dell'oscillatore locale e le frequenze immagini. Oltre a ciò, la reazione a FI all'entrata del mescolatore tende a provocare instabilità e radiazione di segnale.

Evidentemente il mescolatore è un amplificatore funzionante alla frequenza intermedia e si può usare su di esso la normale neutralizzazione. Più comunemente, si impiega una trappola costituita da un circuito risonante in serie, accordata sulla FI, fra entrata e massa, e si è rilevato che questa fornisce un miglioramento di vari decibel sia al rumore che al guadagno.

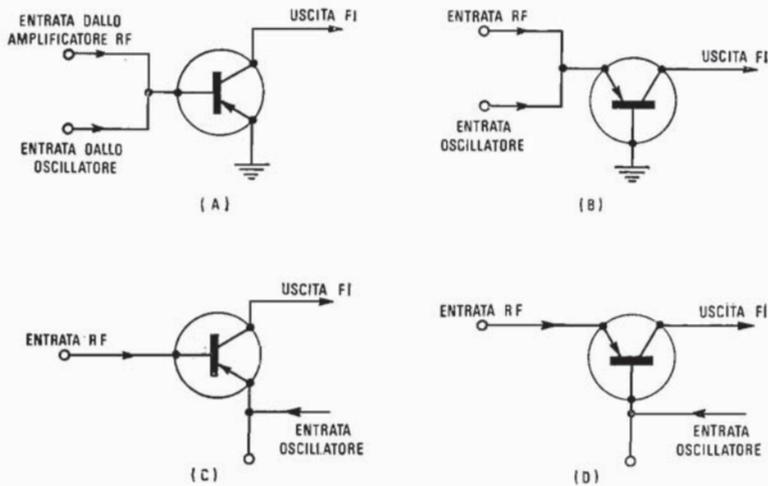


Figura 12-18. - Vari tipi di mescolatore a transistoro: (A) ad emettitore comune; (B) a base comune; (C) ibrido (entrata RF alla base e oscillatore all'emettitore); (D) ibrido (entrata RF all'emettitore e oscillatore alla base).

Una bassa impedenza a FI all'entrata del mescolatore può anche essere ottenuta effettuando una presa a un punto a bassa impedenza sul circuito risonante fra l'amplificatore a RF e il mescolatore.

Il transistoro mescolatore deve dare un soddisfacente guadagno di conversione, senza generare risposte spurie e reazioni. A tale scopo, le impedenze esterne sia della base che dell'emettitore debbono essere basse alla frequenza intermedia. Siccome la potenza dell'oscillatore è relativamente bassa, queste impedenze esterne debbono anche essere basse alla frequenza dell'oscillatore. In generale ciò suggerisce l'uso di circuiti risonanti in parallelo a causa della loro bassa impedenza fuori risonanza, ma particolari misure debbono essere attuate per evitare risonanze indesiderabili.

Nella Fig. 12-18 sono rappresentate quattro disposizioni generali usate per il mescolatore. In tale figura non sono indicati i circuiti di polarizzazione, i condensatori di disaccoppiamento e i sistemi di adattamento di impedenza. In tutti e quattro i circuiti, l'uscita a FI è prelevata sul collettore del transistoro. Nel circuito a emettitore comune (Fig. 12-18 A) i segnali a RF e oscillatore sono applicati alla base. Nel

circuito a base comune (Fig. 12-18 B) entrambi i segnali sono applicati all'emettitore. Nei circuiti ibridi (Fig. 12-18 C e D) un segnale è applicato alla base e l'altro all'emettitore, con il risultato che nessun elettrodo può essere collegato a massa alla frequenza del segnale e si ha una configurazione tipica che non è nè a base comune nè ad emettitore comune.

Se l'impedenza a FI fra i terminali di base e di emettitore a massa è bassa, la configurazione del transistor mescolatore non è critica e si possono applicare i segnali dell'oscillatore a RF indifferentemente all'uno o all'altro elettrodo. Generalmente viene preferito il funzionamento a base comune per le seguenti ragioni:

a) esso fornisce un funzionamento più stabile nei canali a frequenza più bassa, dove nel collegamento ad emettitore comune si avrebbe una notevole reazione a FI sul circuito di entrata, con conseguente deformazione della curva di risposta;

b) con la configurazione ad emettitore comune, la resistenza e la capacità di entrata variano maggiormente al variare della frequenza. Ad esempio, nel funzionamento a emettitore comune un transistor può presentare variazioni di resistenza di entrata da 250 Ω (a 50 MHz) a 40 Ω (a 200 MHz) e una variazione di capacità di entrata rispettivamente da 30 pF a 12 pF.

La resistenza di entrata di uno stadio ad emettitore comune aumenta rapidamente al diminuire della frequenza e quindi si può avere

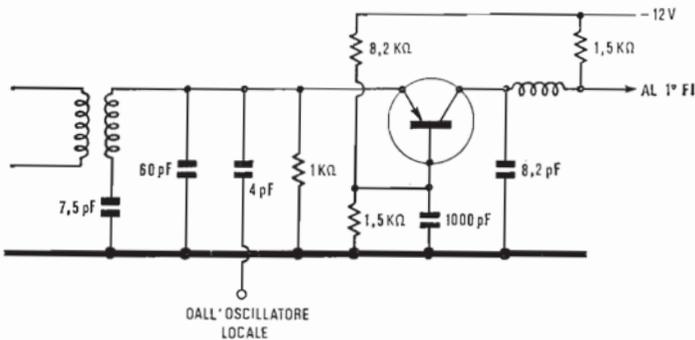


Figura 12-19. - Tipico mescolatore a transistor a base comune.

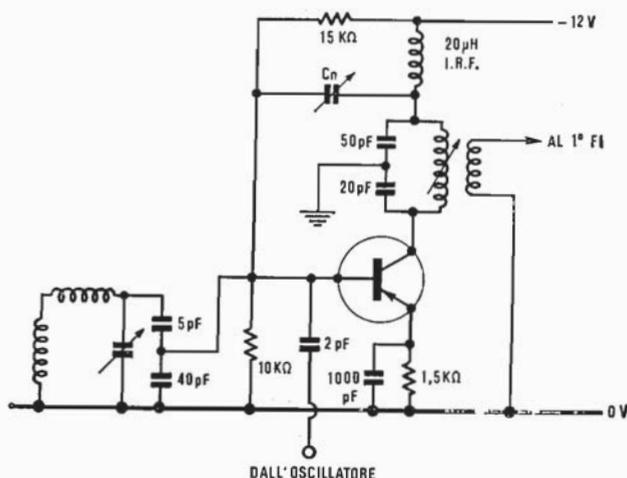


Figura 12-20. - Tipico mescolatore a transistore ad emettitore comune.

una forte modulazione incrociata soprattutto nei canali a frequenza bassa.

Nella Fig. 12-19 è riportato un circuito tipico di stadio mescolatore a base comune. I segnali dell'oscillatore locale e a RF sono applicati entrambi all'emettitore del mescolatore e l'uscita a FI viene presa sul collettore. In qualche caso viene preferita per il mescolatore la configurazione ad emettitore comune, poichè con essa si risentono meno le differenti caratteristiche dei transistori impiegati. Nella Fig. 12-20 è riportato il circuito di uno stadio mescolatore ad emettitore comune, nel quale è impiegata la neutralizzazione, cosa che non è molto frequente con gli altri mescolatori. Nella Fig. 12-21 è illustrato il circuito di un mescolatore ibrido, ossia che non è nè a base comune, nè ad emettitore comune.

I transistori che vengono usati nei mescolatori vengono scelti in modo da presentare un elevato guadagno a FI video, una buona caratteristica del diodo base-emettitore e bassa capacità fra base ed emettitore. La capacità di uscita deve essere più bassa possibile, per evitare reazioni indesiderate. Occorre che il mescolatore amplifichi solo alla FI (normalmente minore di 50 MHz) e perciò il transistore mescolatore può non avere una frequenza di taglio così alta come quello amplificatore a RF, che invece deve amplificare fino a 215 MHz.

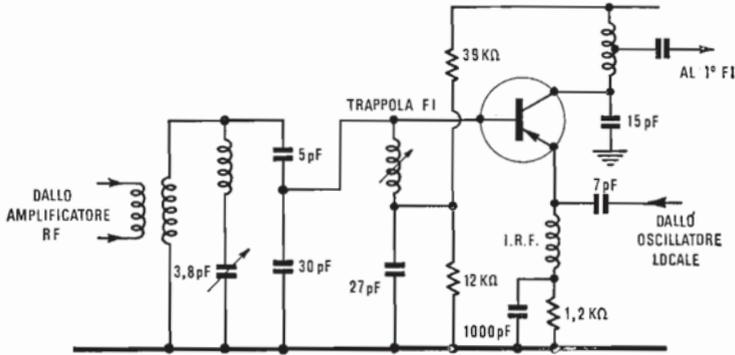


Figura 12-21. - Tipico mescolatore ibrido a transistore.

Le caratteristiche del transistore mescolatore all'azione del CAG non sono importanti, dato che normalmente allo stadio mescolatore non viene applicata la tensione CAG. Come transistori mescolatori si usano generalmente i MESA, i MADT e i PADT.

### 12-18. - Polarizzazione continua dello stadio mescolatore.

Siccome lo stadio mescolatore non è sottoposto all'azione del CAG, il guadagno di tale stadio dipende principalmente dalla polarizzazione fissa. Il rumore e il guadagno del mescolatore variano al variare della corrente di polarizzazione continua e della tensione, come per un amplificatore a RF (Fig. 12-10), sebbene il valore ottimo di polarizzazione possa essere differente.

Il punto di funzionamento ottimo verrà scelto in modo da ottenere il massimo rendimento di conversione e il massimo guadagno a FI.

A causa dell'elevato livello di segnale nel mescolatore, il rumore non è così importante come nello stadio amplificatore a RF.

I valori tipici di polarizzazione del mescolatore sono: corrente di collettore 2 mA, tensione di collettore 8 V.

Il guadagno di conversione di un transistore usato come mescolatore è più basso di quando è usato come amplificatore a RF; tuttavia sono comuni guadagni di conversione dell'ordine di 10-12 db.

### 12-19. - Applicazione del segnale a RF e di quello dell'oscillatore locale al mescolatore.

L'accoppiamento fra il circuito accordato di uscita dell'amplificatore a RF e il mescolatore può essere indifferentemente capacitivo o induttivo. La bassa impedenza di entrata del transistor alle VHF rende necessario effettuare una presa piuttosto in basso sul circuito accordato che lo precede. Sebbene sia possibile un accoppiamento induttivo, comunemente si usa un partitore di tensione capacitivo attuato con condensatori di 5 pF e 40 pF (Fig. 12-20).

Frequentemente viene inserita una trappola a FI in serie, fra l'entrata del mescolatore e massa: si aumenta così il guadagno di conversione riducendo la reazione a FI nel mescolatore. Nella Fig. 12-21 è indicata una trappola di questo genere. Inoltre frequentemente viene inserita fra base del mescolatore e massa una piccola capacità avente un valore tale da risonare con la induttanza dei collegamenti sulla frequenza dell'oscillatore corrispondente al canale più alto. Essa svolge due funzioni: mantiene la base del mescolatore a potenziale di massa alla frequenza di oscillatore riducendo così la reazione dell'oscillatore attraverso l'antenna e migliora l'efficienza del diodo base-emettitore del mescolatore.

L'iniezione del segnale dell'oscillatore nel mescolatore può essere induttiva o capacitiva. L'accoppiamento induttivo è più frequente ed è illustrato dalle Fig. 12-19, 12-20 e 12-21. Il condensatore di accoppiamento di solito si aggira fra 2 e 10 pF.

Il segnale dell'oscillatore può essere iniettato alla base o all'emettitore del mescolatore. L'iniezione sull'emettitore fornisce normalmente un migliore guadagno di conversione ed è più usata. Le Fig. 12-19 e 12-21 illustrano l'iniezione all'emettitore, mentre l'iniezione alla base è illustrata nella Fig. 12-20.

Quando il segnale a RF è applicato alla base e quello dell'oscillatore all'emettitore (mescolatore ibrido), l'emettitore può essere isolato da massa mediante un'impedenza a radiofrequenza, come in Fig. 12-21, oppure mediante un resistore non disaccoppiato. In qualche caso però l'autoinduttanza del collegamento di emettitore presenta al segnale dell'oscillatore un'impedenza sufficiente a permettere l'iniezione senza la necessità di un'impedenza a RF o di un resistore.

La potenza sviluppata dall'oscillatore locale nel mescolatore di

solito è compresa fra 0,1 e 1 mW, valori che di solito forniscono il migliore compromesso fra guadagno del mescolatore e rumore.

Se l'iniezione dell'oscillatore locale nel mescolatore supera questo campo di valori, si può avere un disaccordo del circuito di uscita del collettore con conseguente variazione della corrente di collettore e quindi della resistenza e della capacità di uscita del collettore.

Come si è detto avanti, la tensione di iniezione dell'oscillatore misurata all'entrata del mescolatore si aggira su 0,5 V: si ottiene il massimo guadagno del mescolatore quando il diodo base-emettitore diviene polarizzato inversamente per una piccolissima parte del ciclo, poichè in queste condizioni l'impedenza di entrata del mescolatore è quasi uguale a quella di un amplificatore a RF.

#### 12-20. - Circuito di uscita del mescolatore.

Il primo trasformatore a FI costituisce il carico del mescolatore e quindi deve essere considerato come appartenente al tuner. Esso normalmente è ad accordo unico e può essere risonante in serie o in parallelo. Un esempio di risonanza in serie è illustrato nella Fig. 12-19 mentre nella Fig. 12-20 è usata la risonanza in parallelo. Quest'ultimo tipo di risonanza è più comunemente usato e con esso il segnale all'amplificatore a FI video viene applicato mediante una presa intermedia a bassa impedenza o con un avvolgimento separato (Fig. 12-20) oppure mediante un autotrasformatore (Fig. 12-21). L'accoppiamento a bassa impedenza è particolarmente utile quando il tuner deve essere posto ad una certa distanza dall'amplificatore a FI, come avviene nella quasi totalità dei televisori.

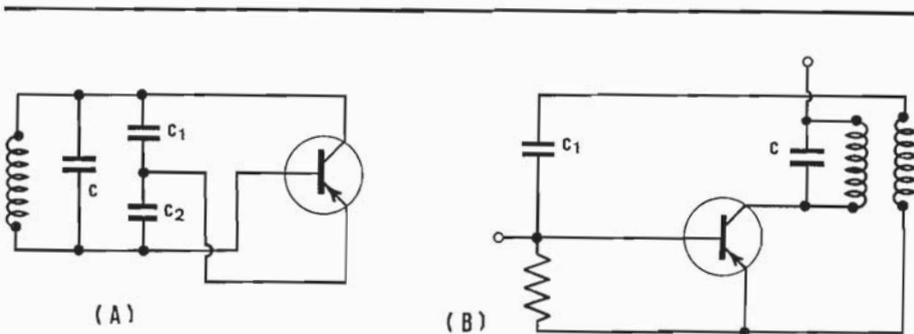


Figura 12-22. - Schemi di principio di oscillatori a transistori.

## 12-21. - Oscillatore locale.

I due principali circuiti che possono essere utilizzati con i transistori sono illustrati nella Fig. 12-22. L'oscillatore illustrato in (A) è un circuito Colpitts montato a base comune ed è il più usato. Siccome i segnali di emettitore e di collettore nel circuito a base comune sono in fase, basta una piccola capacità  $C_1$  per assicurare l'oscillazione. Il valore della tensione di oscillazione è stabile per tutte le frequenze delle Bande I e III.

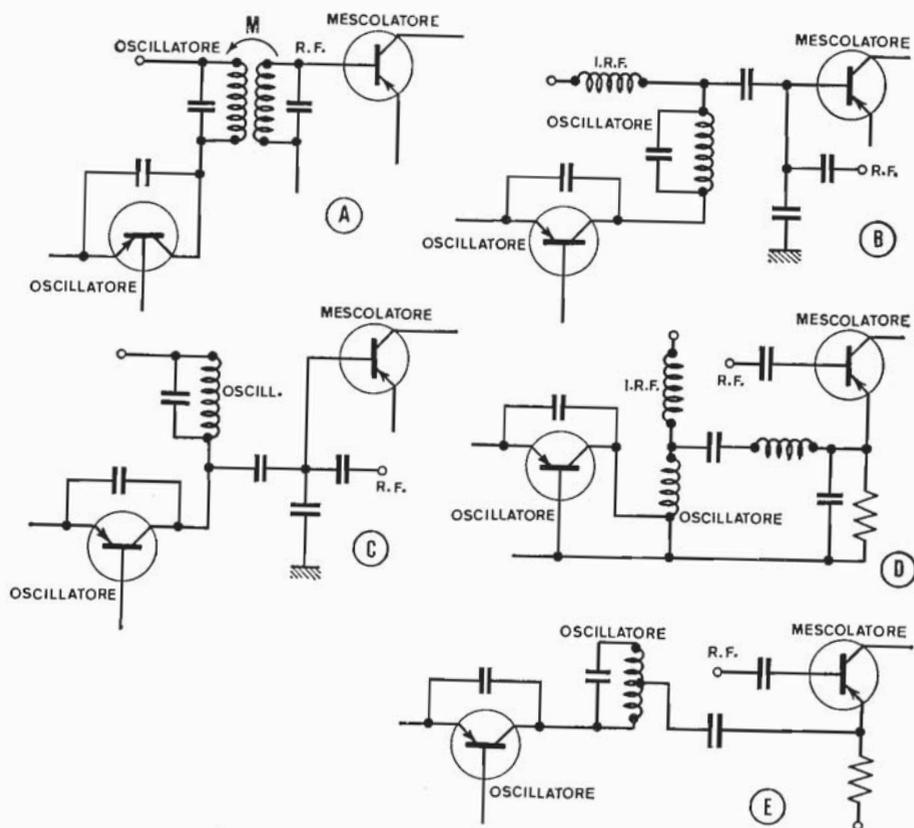


Figura 12-23. - Schemi di collegamento fra l'oscillatore locale e il mescolatore.

In (B) l'oscillatore è montato ad emettitore comune ed occorre una bobina ausiliaria per ottenere lo sfasamento necessario per l'oscillazione. In realtà, nel montaggio a emettitore comune, i segnali sulla base e sul collettore sono in opposizione di fase. La controreazione interna è ugualmente in opposizione di fase con la controreazione esterna; ecco perchè la tensione di oscillazione diminuisce quando la frequenza aumenta. Ciò spiega anche perchè questo circuito è poco impiegato.

Questi circuiti teorici sono stati disegnati per una risonanza in parallelo. Si può anche pensare un accordo con risonanza in serie o in serie-parallelo.

Nella Fig. 12-23 sono riportati vari schemi di collegamento fra l'oscillatore e il mescolatore. Questo collegamento può essere: (A) induttivo oppure (B-E) capacitivo ad alta o bassa impedenza. Il metodo utilizzato dipende dall'elettrodo di iniezione nel mescolatore.

Quando la tensione dell'oscillatore locale e il segnale a RF sono applicati allo stesso elettrodo, il collegamento a RF deve essere a bassa impedenza, in maniera da evitare l'irraggiamento del segnale dell'oscillatore nell'antenna. Quando i punti di iniezione sono separati, questo problema di impedenza è meno critico.

Il collegamento induttivo (A) necessita di un accoppiamento stretto fra le due bobine, particolarmente nella Banda III. Il collegamento mediante bobina di impedenza a RF e capacità (B e D) riduce l'azione dell'oscillatore sul mescolatore e permette un guadagno elevato su tutta la banda da ricevere.

La presa sulla bobina oscillatrice associata ad una capacità di collegamento (E) permette una regolazione precisa delle impedenze dei circuiti oscillatore e mescolatore. Infine, il collegamento puramente capacitivo (C) viene preferito quando si desidera adottare il minimo valore di capacità, per evitare l'irraggiamento e per favorire l'azione del filtro a FI di uscita. Il valore di capacità di collegamento è molto difficile da calcolare e verrà scelto empiricamente.

L'oscillatore locale di un tuner a transistori svolge la normale funzione di fornire un segnale la cui frequenza differisca dal segnale da ricevere del desiderato valore di FI adottato.

La frequenza dell'oscillatore può essere superiore o inferiore rispetto alla frequenza del segnale. Supponiamo che la frequenza di oscillazione sia più alta del segnale a RF: si troverà allora che esso deve funzionare bene sul campo di frequenze da 100 a 250 MHz, ossia la sua uscita al mescolatore deve essere quanto più possibile stabile in am-

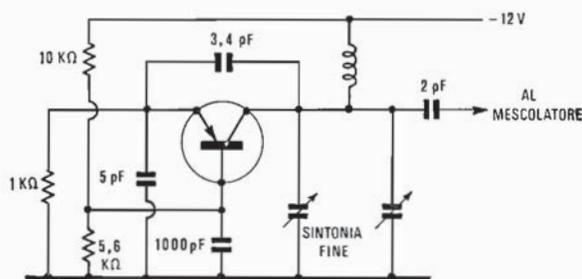


Figura 12-24. - Circuito di oscillatore locale per tuner a transistori.

piezza e in frequenza in tale campo di frequenze, malgrado le variazioni della tensione di batteria e di temperatura.

Nei circuiti di Fig. 12-22 è stata adottata la risonanza in parallelo, ma si può anche usare la risonanza in serie e in serie-parallelo.

Nella Fig. 12-24 è riportato il circuito completo dell'oscillatore locale di un televisore, con indicati i valori dei componenti.

I transistori possono essere fatti funzionare soddisfacentemente come oscillatori anche oltre la loro frequenza di taglio, mentre il funzionamento da amplificatore è limitata a circa un terzo della frequenza di taglio. Il transistore oscillatore nel tuner deve quindi avere una frequenza di taglio di circa 200 MHz.

Il mescolatore, dovendo amplificare alla FI di circa 40 MHz, può avere una frequenza di taglio più bassa. L'amplificatore a RF deve amplificare a 215 MHz e quindi deve avere una frequenza di taglio compresa fra 200 e 1.000 MHz.

Il transistore oscillatore può avere una bassa resistenza di entrata ed un'alta capacità di collettore, poichè a questo modo si facilita l'insuccesso dell'oscillazione.

La potenza dissipabile dal transistore dell'oscillatore locale non deve essere alta: esso deve sviluppare circa 1 mW alla frequenza di 250 MHz. Con qualche milliampere di corrente di collettore e pochi volt di tensione di collettore l'oscillatore può sviluppare facilmente tale potenza.

Nel circuito di polarizzazione si può attuare la stabilizzazione termica. Essa è illustrata nel circuito di Fig. 12-24 dove l'alto valore del resistore di emettitore (1 kΩ) combinato con il basso valore di res:

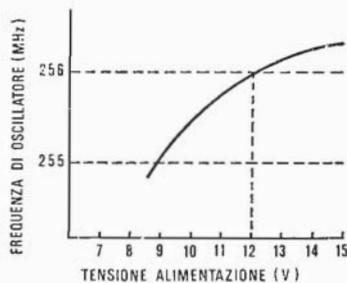
stenza fra base e massa (5,6 k $\Omega$ ) fornisce una buona stabilità contro le variazioni temperatura.

In un oscillatore a base comune il resistore di emettitore deve essere sufficientemente grande per evitare di cortocircuitare il segnale di reazione. Inoltre la base deve essere collegata a massa attraverso un cortocircuito a bassa impedenza. Il condensatore di disaccoppiamento fra base e massa normale è del tipo a passante con capacità di varie migliaia di picofarad. Nei tuner a transistori, per tutti gli altri disaccoppiamenti si impiegano condensatori a passante a bassa induttanza.

### 12-22. - Stabilità di frequenza.

Come per qualunque altro oscillatore, nei tuner a transistori è necessario ridurre più che possibile lo spostamento di frequenza al variare della temperatura. La stabilità dipende dal comportamento termico del transistor e degli altri componenti. La frequenza di un oscillatore a transistori non compensato mediante l'uso di componenti aventi coefficiente di temperatura negativo, può spostarsi di oltre 1 MHz nel canale H per 25 °C di aumento di temperatura ambiente. Impiegando invece la compensazione termica, adottata comunemente nei tuner a valvole, e mediante la scelta di opportune polarizzazioni del transistor, è possibile ridurre a 1/5 tale variazione di frequenza.

La frequenza dell'oscillazione varia al variare della tensione di alimentazione. Nel canale H questa variazione può essere di oltre 100 kHz per ogni volt di aumento di tensione della batteria e di



**Figura 12-25. - Variazione della frequenza al variare della tensione di alimentazione attorno al valore normale (12 V).**

250 kHz per ogni volt di diminuzione della tensione della batteria rispetto ai 12 normali.

Il modo con cui varia la frequenza di oscillazione è rappresentato dalla curva di Fig. 12-25. La diminuzione di frequenza al diminuire della tensione è una conseguenza diretta della capacità del collettore, la quale è inversamente proporzionale ad una potenza della tensione di collettore. Man mano che la tensione della batteria diminuisce anche la corrente di emettitore diminuisce. La capacità base-emettitore aumenta e questa maggiore capacità di entrata parzialmente compensa la diminuzione di capacità di collettore all'uscita.

Nel canale A la variazione di frequenza con la tensione è molto meno grave, poichè si ha una più alta capacità di accordo in parallelo con la capacità del collettore: si può addirittura avere una sovracompensozione, cioè al diminuire della tensione si può avere un aumento della frequenza. Però nella Banda III la variazione assoluta di frequenza, conseguente ad una variazione della tensione di alimentazione, può essere tanto ampia da non poter essere compensata dal comando di sintonia fine e si può avere allora la perdita dell'audio.

La sintonia fine può essere effettuata variando la capacità o l'induttanza. La variazione di capacità è più facile da realizzare meccanicamente, mentre con la variazione dell'induttanza si potrebbe ottenere una costante variazione percentuale di frequenza nel tuner.

### 12-23. - Accoppiamento fra oscillatore e mescolatore.

Nella Fig. 12-26 sono illustrati alcuni circuiti di accoppiamento fra l'oscillatore e il mescolatore. L'accoppiamento può essere a impedenza alta o bassa, capacitivo o induttivo. Il metodo usato dipende anzitutto dal punto di iniezione al mescolatore.

Quando le tensioni dell'oscillatore e del segnale sono iniettate nello stesso punto, il percorso amplificatore RF-mescolatore deve essere a bassa impedenza per ridurre la radiazione dell'oscillatore causata dalla reazione fra l'oscillatore e l'amplificatore a RF. Quando i punti di iniezione nel mescolatore sono separati, le impedenze di accoppiamento non sono così importanti.

L'iniezione dell'oscillatore può essere induttiva o capacitiva. L'iniezione induttiva (illustrata nella Fig. 12-26 A) ha l'inconveniente che è necessario un accoppiamento stretto della bobina dell'oscillatore con il secondario del filtro di banda, particolarmente sulla Banda III. L'accoppiamento a impedenza-capacità (illustrato nelle Fig. 12-26 B e D)

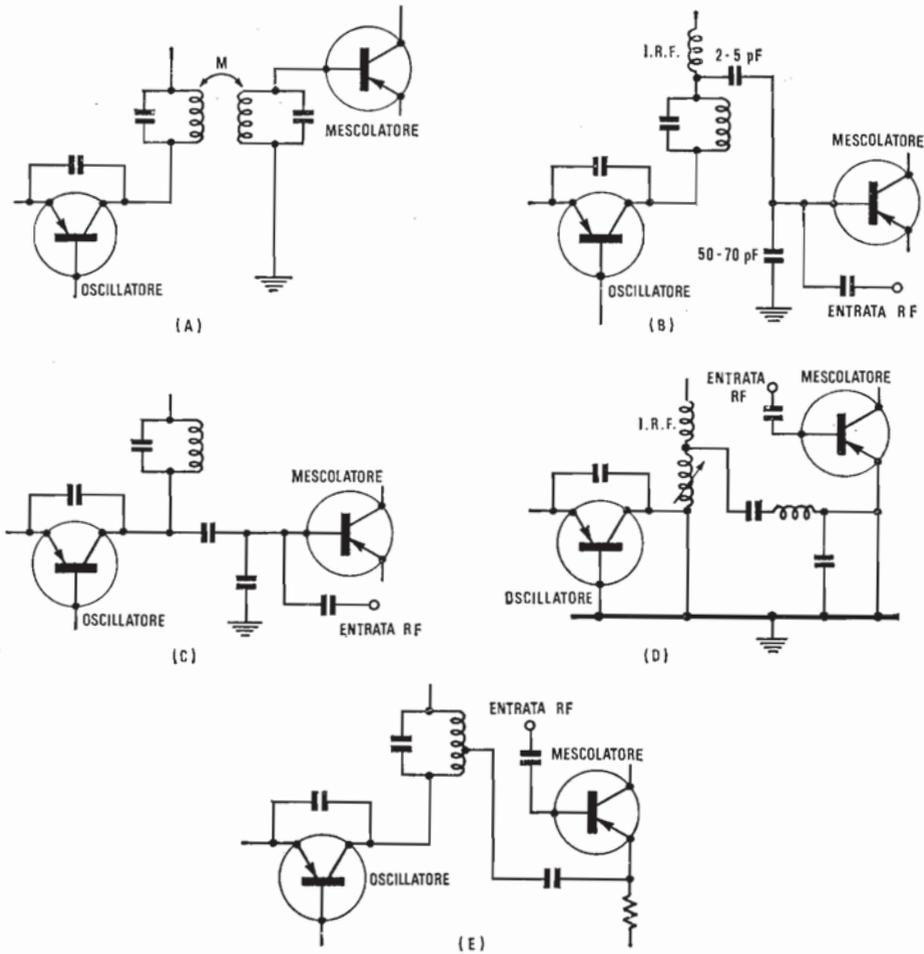


Figura 12-26. - Circuiti di accoppiamento fra oscillatore e mescolatore nei tuner a transistori.

riduce al minimo il carico dell'oscillatore sul mescolatore e riduce la perdita di potenza, così da poter ottenere il migliore guadagno di conversione. La potenza di iniezione di oscillazione necessaria varia direttamente al variare della frequenza del segnale.

L'accoppiamento con presa capacitiva (Fig. 12-26 C) rende possibile usare una capacità più bassa per ottenere un percorso a FI a bassa

impedenza. I condensatori di accoppiamento fra l'oscillatore e il mescolatore possono essere calcolati teoricamente, ma a causa degli effetti delle capacità e delle induttanze parassite, i valori vengono di solito determinati sperimentalmente.

### TUNER PER UHF

I tuner per UHF debbono ricevere 48 canali da 8 MHz compresi fra 470 e 860 MHz. Questi tuner sono a variazione continua di frequenza, come nella sintonia dei radioricevitori.

#### 12-24. - Circuito oscillante per UHF.

Quanto più alta è la frequenza, tanto più piccole debbono essere l'induttanza e la capacità del circuito oscillante, per ottenere l'accordo.

Già nella Banda III a 215 MHz, le bobine sono costituite da poche spire di filo accordate da condensatori da pochi picofarad.

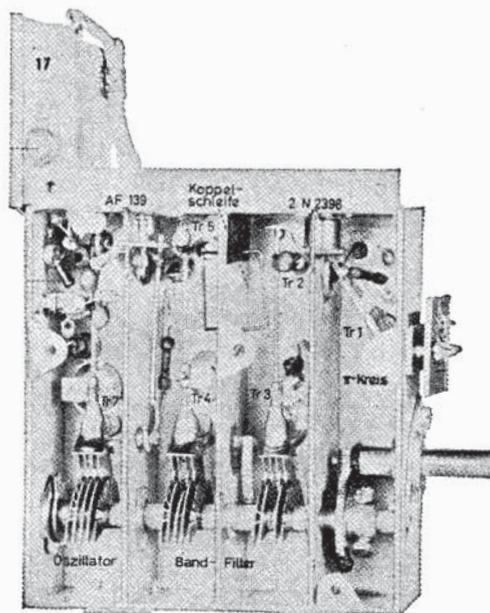


Figura 12-27. - Tuner UHF a transistori.

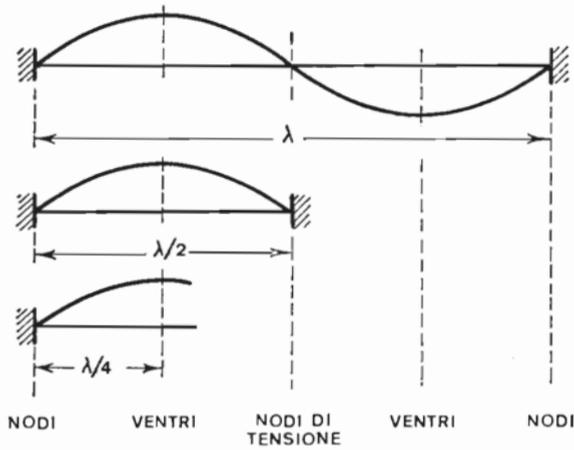


Figura 12-28. - Oscillazione di una linea accordata ad onda intera, a mezza onda e a quarto d'onda.

Nelle Bande IV e V occorre coprire una gamma di frequenze fra 470 e 860 MHz. In questo caso non si avranno più bobine ma un semplice filo diritto, di lunghezza opportuna e denominato *linea* che, posto in una custodia, costituisce il circuito oscillante. Il suo coefficiente di autoinduzione è quello della linea e la sua capacità è quella della linea rispetto alla massa. Evidentemente questo filo deve essere posto in una posizione precisa per ottenere l'accordo voluto. Inoltre la schermatura reciproca fra i circuiti deve essere particolarmente curata.

La Fig. 12-27 mostra un tuner UHF a transistori realizzato con la tecnica a  $\lambda/2$ .

La custodia è aperta per consentire di vedere gli organi interni. Essa può essere fusa in lega leggera oppure stampata in lamiera. Occorre che la custodia sia indeformabile e che le schermature siano efficaci. Le linee accordate sono costituite da filo di rame argentato di circa 1 mm di diametro, molto rigido, fissato nella zona centrale del comparto schermato. La variazione dell'accordo è ottenuta mediante un condensatore variabile multiplo. Le linee sono saldate a lamine fisse, mentre le lamine mobili sono collegate alla massa della custodia.

L'accordo di tali circuiti richiede qualche cenno particolare. Una linea accordata, a seconda delle sue dimensioni rispetto alla frequenza e rispetto alla massa metallica circostante, può oscillare ad onda intera, a mezza onda, o a quarto di onda (Fig. 12-28). La linea a quarto

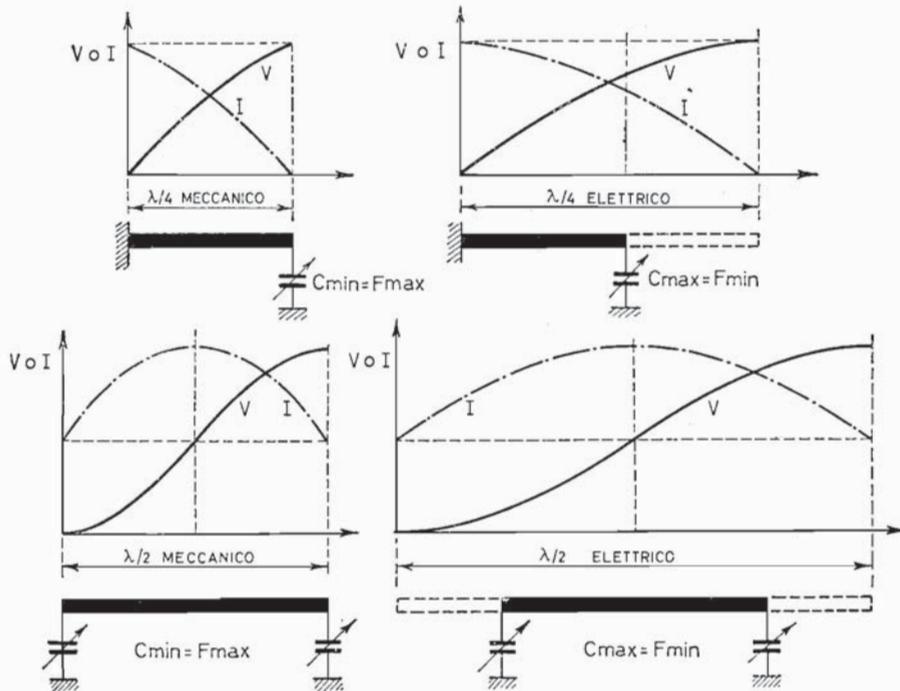


Figura 12-29. - Accordo di una linea a quarto d'onda e di una linea a mezza onda mediante un condensatore variabile.

d'onda è materializzata dalla lamina che vibra con un'estremità fissa e l'altra libera; quella a mezza onda da una corda elastica tenuta alle sue estremità e spostata dalla sua posizione di equilibrio al centro; quella ad onda intera da una corda più lunga tenuta alle due estremità e che è sollecitata ad una certa frequenza. La figura mostra anche la posizione dei nodi e dei ventri di tensione, ossia la posizione dei punti nei quali si ha la minima e la massima elongazione di oscillazione.

Una tale linea risonante non può vibrare che su una sola frequenza. Per coprire una gamma di frequenze occorrerebbe un sistema meccanico che permettesse di modificare la lunghezza della linea. Non si è mai potuto realizzare un soddisfacente sistema di questo tipo, a causa della difficoltà di ottenere contatti perfetti. Si deve quindi accordare una linea servendosi di un condensatore variabile. Per una linea a

quarto d'onda si pone il condensatore alla sua estremità libera, mentre per una linea a mezza onda occorrono due condensatori posti alle due estremità

Possiamo per ora considerare la linea a mezza onda come due linee a quarto d'onda in opposizione a partire dal loro punto centrale (Fig. 12-29). Su questa figura si vede l'effetto dovuto ai condensatori variabili che allungano la linea risonante, diminuendo così la frequenza di accordo. Si vede pure la ripartizione della tensione ( $V$ ) e della corrente ( $I$ ) nel circuito. Come regola generale, l'estremità della linea collegata a massa è un nodo di tensione e un ventre di corrente, ciò che del resto è logico.

Occorre fare attenzione al caso della linea a mezza onda, nella quale la ripartizione della tensione e della corrente è profondamente modificata a seconda che si tratti di una linea a  $\lambda/2$  libera oppure di una linea accordata con due condensatori e assimilabile a due linee a  $\lambda/4$  contrapposte.

Siccome la linea accordata è posta al centro di una efficace custodia, occorre esaminare il modo con cui assicurare l'accoppiamento fra i differenti circuiti. La Fig. 12-30 illustra le differenti possibilità per le linee a  $\lambda/4$ .

Si possono accoppiare i circuiti mediante un anello costituito da mezza spira oppure mediante una finestra eseguita nella schermatura.

Gli organi di accoppiamento debbono essere posti nel punto in cui la corrente a RF è massima, ossia vicino alla massa per una linea a  $\lambda/4$ . L'anello deve essere disposto in modo da captare la massima energia a RF: il suo piano dunque deve essere perpendicolare alle linee di forza irradiate dal circuito. La superficie della finestra di accoppiamento determina il grado di accoppiamento fra i due circuiti: più la finestra è grande, maggiore è l'accoppiamento.

In un circuito con linee a mezza onda accordate da due condensatori, l'intensità massima si ha al centro delle linee. Per semplificare la regolazione si deve allora prevedere un condensatore semifisso ad una estremità e un condensatore variabile all'altra estremità, sicché il centro elettrico delle linee varia a seconda della frequenza di accordo. La finestra di accoppiamento va posta al centro della lunghezza delle linee mentre gli anelli di accoppiamento saranno più allungati, in maniera da essere di fronte al centro meccanico della linea e al centro elettrico, alla frequenza più bassa.

Queste considerazioni teoriche e costruttive mostrano che lo studio e la realizzazione di un tuner UHF sono molto delicati e complessi.

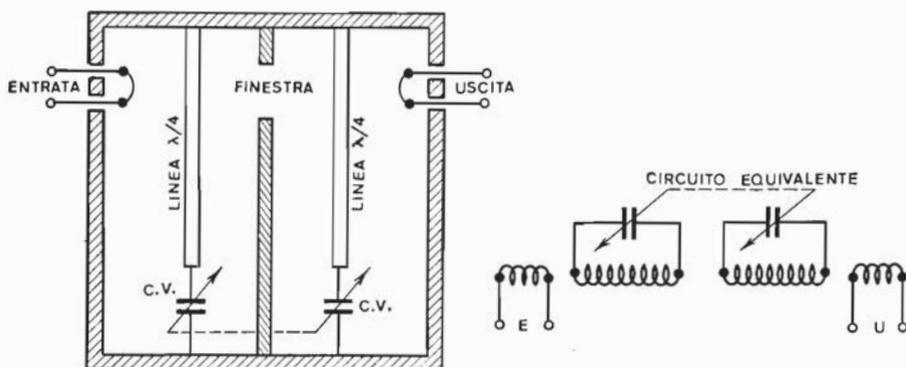


Figura 12-30. - Accoppiamento fra le linee risonanti dei tuner UHF.

La custodia deve essere rigida per non deformarsi e il coperchio deve chiudere con precisione la custodia. La demoltiplica del condensatore variabile triplo non deve avere giochi; la posizione delle linee risonanti, delle finestre e delle spire di accoppiamento deve essere rigorosa; i collegamenti dei transistori e delle resistenze di alimentazione introducono problemi di disaccoppiamento e di massa molto complicati; infine la taratura è molto delicata: occorre infatti ottenere una curva simmetrica e avente banda passante costante per tutta la gamma di frequenze da 470 a 860 MHz. È questo il motivo che consiglia di non intervenire mai in un tuner e di spedire il tuner difettoso al costruttore, poiché questi possiede gli apparecchi di misura necessari per eseguire una taratura corretta dopo la riparazione.

#### 12-25. - Realizzazione dei tuner UHF.

Come per i tuner VHF esistono molti schemi di principio per i tuner UHF. Possiamo distinguere:

a) *il tuner a due gabbie*, che comprende un diodo e un transistor ed equivale al tuner VHF a due transistori. Esso non ha stadio a RF, il diodo serve come mescolatore e il transistor come oscillatore locale. A causa dell'irraggiamento dell'oscillatore locale nell'antenna, questo tuner è sconsigliabile;

b) *il tuner a tre gabbie e due transistori.* Questo tipo verrà descritto più dettagliatamente in seguito. Esso equivale al tuner VHF a tre transistori e comprende uno stadio a RF e uno stadio oscillatore-mescolatore;

c) *il tuner a quattro gabbie e due transistori.* Il circuito di entrata è accordato mentre nel tuner a tre gabbie è aperiodico. Questa è una realizzazione più costosa ma che dà un guadagno maggiore.

Fra i tuner a tre gabbie e due transistori, ve ne sono alcuni che utilizzano linee accordate su  $\lambda/2$  e altri che utilizzano linee accordate su  $\lambda/4$ .

**12-26. - Impiego di un tuner a transistori su un televisore a valvole.**

Numerosi costruttori utilizzano un tuner a transistori nei loro televisori a valvole e sorge allora il problema dell'alimentazione. Certamente si potrebbe ridurre la tensione di alimentazione generale del televisore fino a ottenere i 12 V - 7,5 mA necessari per il tuner, ma a questo modo si ottiene un elevato assorbimento di potenza che farebbe aumentare la temperatura interna del televisore, con conseguenti spostamenti di frequenza dei circuiti. Vi è invece la possibilità di ottenere l'alimentazione del tuner a transistori senza praticamente aumentare il consumo del televisore.

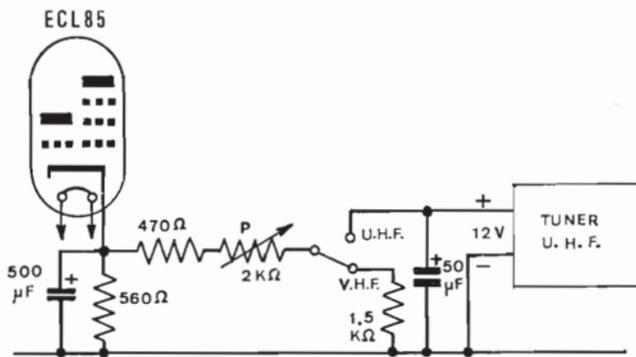


Figura 12-31. - Alimentazione di un tuner a transistori mediante la polarizzazione catodica dell'amplificatore finale video.

Normalmente il tubo di uscita video ha una polarizzazione catodica dell'ordine dei 20 V. Questa tensione può variare di solito di  $\pm 2$  V rispetto al valore suddetto. Siccome il consumo del tuner a transistori è di 7,5 mA su 12 V, si può realizzare lo schema di Fig. 12-31. La resistenza di polarizzazione viene portata a 560  $\Omega$  e in parallelo ad essa vi è una resistenza di 470  $\Omega$  e un potenziometro di 2.000  $\Omega$ , che viene regolato in fase di taratura del televisore per ottenere una alimentazione corretta del tuner. Durante la ricezione VHF il tuner viene sostituito da una resistenza di 1.500  $\Omega$ . Il condensatore di 50  $\mu$ F serve al disaccoppiamento dei circuiti.

### 12-27. - Guasti del tuner e loro sintomi.

I possibili sintomi di guasto del tuner sono:

- 1) l'immagine e il suono migliori si trovano su punti diversi nel comando di sintonia fine;
- 2) immagine e suono non buoni, con trama corretta;
- 3) immagine o suono intermittente;
- 4) l'immagine non appare su tutti i canali dove dovrebbe invece apparire;
- 5) trama con neve, suono distorto, immagine e tenuta sincronismi cattive (può anche essere causata da difetto di antenna).

Occorre astenersi dal riallineare il tuner fino a che non siano state eliminate tutte le altre possibili cause di funzionamento difettoso. Bisogna agire solo sulle regolazioni relative ad uno stadio alla volta, poiché l'allineamento totale dei tuner richiede esperienza e apparecchiature di misura particolari. Frequentemente i fabbricanti raccomandano di restituire loro il tuner quando fosse necessario riallinearlo.

In pratica però il disallineamento del tuner è molto meno probabile di quanto si pensi e di solito non è necessario riallinearlo.

I difetti derivanti nel tuner si possono raggruppare in due principali categorie: meccanici ed elettrici. I difetti meccanici di solito sono più frequenti.

Diamo qui di seguito alcuni consigli meccanici sui tuner:

- a) quando si riscontra un funzionamento intermittente o disturbato, occorrerà pulire i contatti del tuner strofinandoli con una stoffa

pulita oppure mediante un adatto detergente per contatti e poi applicare un adatto lubrificante;

*b)* i contatti non debbono essere toccati con le dita dopo che siano stati puliti, poiché il sudore può provocare in breve tempo ossidazione e funzionamento intermittente;

*c)* quando si ripara un tuner, occorre fare attenzione ad evitare di toccare i contatti o di far cadere su essi il disossidante dello stagno;

*d)* occorre sempre maneggiare con cura le stecche del tuner, per evitare di deformare o danneggiare le bobine.

Un buon controllo preliminare del tuner consiste nel verificare che le tensioni di alimentazione agli elettrodi dei transistori siano entro i limiti previsti. Se il controllo delle tensioni non fornisce alcun indizio significativo, occorrerà effettuare la prova di iniezione del segnale, per localizzare lo stadio difettoso: si regola il generatore di segnale sulla frequenza intermedia video, con modulazione in ampiezza:

*a)* si applica il segnale al collettore del mescolatore: se la FI o le altre sezioni successive sono in ordine, si dovranno vedere sul cinescopio le barre nere e bianche orizzontali;

*b)* successivamente si trasferisce il segnale del generatore all'entrata (di solito la base) del mescolatore. Se il guadagno del mescolatore è adeguato dovrà essere necessario ridurre il livello di uscita del generatore di segnali per ottenere la stessa intensità di diagramma sul cinescopio. In questa prova il CAG deve essere disattivato, poiché esso tende a mascherare la variazione di uscita;

*c)* si porta la frequenza del generatore al punto centrale del canale prescelto dal tuner e si applica il segnale all'entrata del mescolatore. Si regola il comando di sintonia fine così da ottenere la riapparizione delle barre orizzontali sullo schermo del cinescopio;

*d)* se ciò non avviene, lo stadio oscillatore è difettoso;

*e)* se appare il diagramma a barre bianche e nere, si trasferisce il segnale del generatore all'entrata di antenna;

*f)* se ora non appare più il diagramma a barre, è difettoso l'amplificatore a RF.

Pertanto mediante l'iniezione del segnale è possibile localizzare lo stadio difettoso del tuner e poi si potrà isolare il componente difettoso dello stadio.

Come si è detto avanti, molto raramente è necessario l'allineamento di un tuner e, a meno che non si abbiano evidenti tracce di manomissione, l'allineamento deve essere lasciato per ultimo. Se si tenta di effettuare l'allineamento su un tuner nel quale vi sia un componente difettoso, probabilmente risulterà impossibile ottenere un corretto allineamento e occorrerà effettuare tutta la procedura suesposta fino a individuare la reale causa del guasto.

Quando si sia deciso che è necessario l'allineamento, sarà utile anzitutto controllare i transistori, sostituendoli uno alla volta con transistori sicuramente buoni. In generale non è necessario il riallineamento dopo la sostituzione dei transistori, ma probabilmente i nuclei dell'oscillatore dovranno essere leggermente regolati.

Il riallineamento del tuner deve essere effettuato seguendo scrupolosamente le istruzioni riportate nelle note di servizio del televisore. In generale per tale riallineamento occorre un generatore sweep, un generatore marker, un rivelatore VHF, un preamplificatore per oscilloscopio e un oscilloscopio. Queste apparecchiature sono illustrate nella Fig. 12-32.

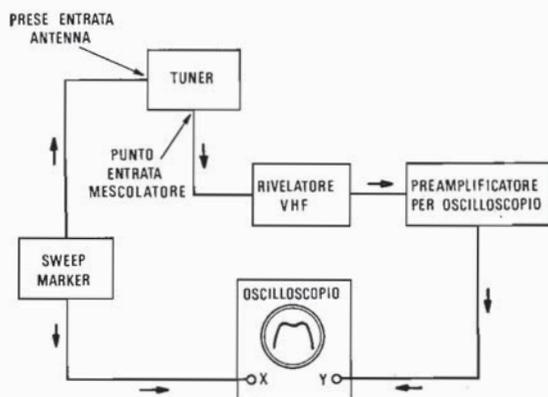


Figura 12-32. - Apparecchiatura per allineare il tuner.

Vi sono due fasi essenziali nell'allineamento del tuner :

1) si regola la banda passante dell'amplificatore a RF :

a) si accordano i circuiti risonanti sulla frequenza necessaria, regolando i compensatori o i nuclei delle bobine;

b) si regola la larghezza di banda variando l'accoppiamento fra gli stadi. In queste regolazioni, la curva di risposta appare con il suo marker sullo schermo dell'oscilloscopio e può essere regolata con cura tanto come frequenza che come forma;

2) si regola la frequenza dell'oscillatore locale. A tale scopo l'indicatore (rivelatore VHF che alimenta l'oscilloscopio tramite un preamplificatore) viene trasferito all'uscita del tuner (collettore del mescolatore) e si regola la frequenza dell'oscillatore locale, di solito variando la posizione del nucleo della bobina, in modo che l'uscita del tuner avvenga alla necessaria frequenza intermedia.

#### 12-28. - Procedura particolareggiata di riparazione.

La maggior parte dei tuner usati nei televisori a transistori sono del tipo a tamburo. La Fig. 12-33 mostra il circuito di un tipico tuner a tamburo, ma si possono trovare anche tuner a commutatore. La differenza fondamentale tra il tipo a tamburo e il tipo a commutatore è che il primo impiega un gruppo di bobine per ogni canale, mentre nel tipo a commutatore le bobine sono in serie e di solito sono saldate ai contatti di una piastra del commutatore. In qualche caso si può anche trovare un altro tipo di costruzione, intermedia fra quella a torretta e quella a commutatore. Frequentemente questo tipo di tuner viene chiamato *a piastrina*, poichè utilizza per ogni canale un gruppo di bobine montate su commutatori a piastrina.

I tuner dei televisori a transistori portatili sono più piccoli di quelli dei televisori a valvole e di solito sono usati circuiti stampati. In qualche caso sono visibili i terminali dei componenti, sicchè si possono fare misure di tensione dopo aver tolto lo schermo del tuner.

Malgrado la costruzione compatta, di solito si può togliere lo schermo senza eccessiva difficoltà. In qualche caso può essere necessario allentare il cinescopio, in modo da spostare il collo del cinescopio indietro di qualche centimetro, per potere così togliere lo schermo del tuner.

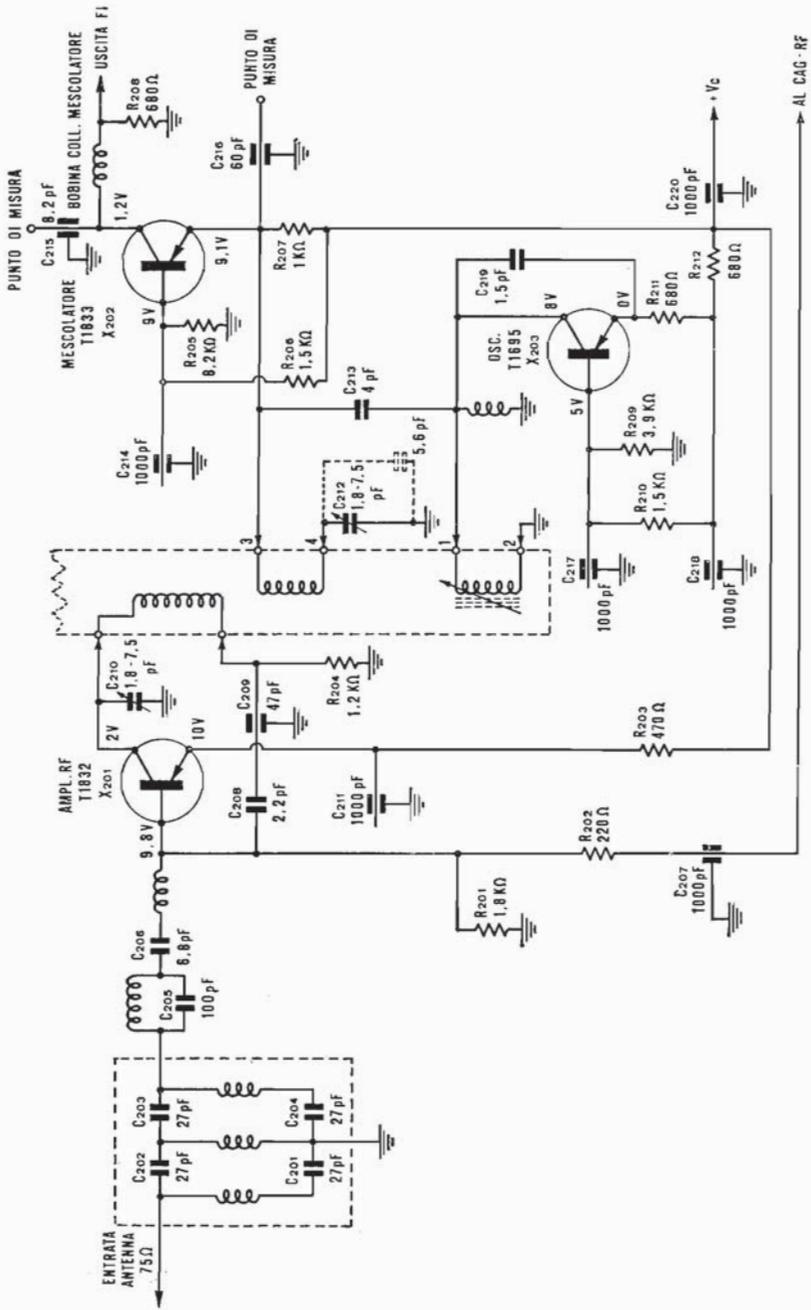


Figura 12-33. - Schema elettrico di un tipico tuner a torretta.

Le ricezioni video e audio non variano molto asportando lo schermo del tuner. Il tuner frequentemente è fissato alle sue staffe di sostegno mediante viti autofilettanti. In qualche caso si può trovare che queste si sono spanate per eccessive avviture e in questo caso bisognerà cercare di togliere il tuner senza solleccitarlo meccanicamente, per non alterarne la taratura.

Se le prove indicano che il tuner ha un componente difettoso o un transistor difettoso, il tuner deve essere smontato. Il tuner a tamburo viene smontato allo stesso modo di quelli a valvole e così diventano evidenti i componenti e i transistori e, se necessario, si possono pulire e regolare i contatti del commutatore.

Di solito i transistori sono saldati nei loro circuiti e non possono essere sostituiti facilmente. Fortunatamente i transistori hanno una durata più lunga delle valvole e non richiedono frequenti sostituzioni. Quando sia però necessaria una sostituzione, essa deve essere effettuata con cura, esattamente come quando si ripara un radoricevitore a transistori (1).

Quando si incontrano eccessive difficoltà con un tuner, è preferibile sostituire tutto il tuner.

### 12-29. - Sostituzione dei transistori.

Quando si sostituiscono i transistori, si debbono usare solo i tipi specificati nei dati di servizio del televisore. Le esigenze sono critiche nel funzionamento in VHF e un transistor che funzioni soddisfacentemente in un tuner per FM può non funzionare sulle bande più alte del tuner per VHF.

Dopo aver sostituito il transistor è anche probabile che il tuner richieda un allineamento; in particolare, l'oscillatore locale può essere fuori frequenza, dato che le tolleranze sulle capacità della giunzione del transistor sono più alte di quelle delle capacità interelettrodiche delle valvole.

Qualunque riallineamento del tuner può essere consigliabile o necessario solo se può essere effettuato conformemente alle istruzioni di allineamento riportate nei dati di servizio del televisore.

Un tipico difetto del transistor è la dispersione fra collettore e base; essa può essere causata da un qualunque guasto tale che la corrente di collettore oltrepassi il valore massimo stabilito. Pertanto oc-

(1) vedi S. Libes: Riparazione di ricevitori a transistori - Edizioni C.E.L.I., Bologna.

corre individuare il guasto e ripararlo prima di inserire un nuovo transistor. Una corrente di dispersione eccessiva fra collettore e base attenua il segnale e allora, sebbene i segnali forti producano immagini e suono soddisfacenti, i segnali più deboli risulteranno attenuati fortemente ed apparirà nella trama una neve molto evidente.

Il guadagno dello stadio amplificatore a RF (Fig. 12-33) può essere controllato applicando momentaneamente una tensione fissa al punto di entrata del CAG così da togliere la polarizzazione diretta dal transistor amplificatore a RF, che, interdicendo lo stadio a RF, provochi una forte riduzione di contrasto. Se, quando si esegue questa prova, non si ha alcuna notevole variazione di contrasto è possibile che vi sia una dispersione fra collettore e base nel transistor a RF.

### 12-30. - Tensioni nei circuiti del tuner.

Le tensioni nei tuner a transistori sono molto diverse da quelle dei tuner impieganti valvole. Le tensioni elettrodiche per un tubo 6FH5 in un tuner a valvole sono riportate nella Fig. 12-34 mentre nella Fig. 12-35 sono riportate le tensioni elettrodiche per il transistor 2SA290 di un tuner. Si noti che la tensione anodica del tubo 6FH5 è circa 80 volte la tensione di collettore del transistor.

Vi è anche una grande differenza nelle correnti continue: la griglia del tubo 6FH5 non assorbe corrente, mentre la base del transistor 2SA290 assorbe sempre corrente.

Quando un segnale è applicato alla base, la corrente di base aumenta e diminuisce in conformità con il segnale applicato.

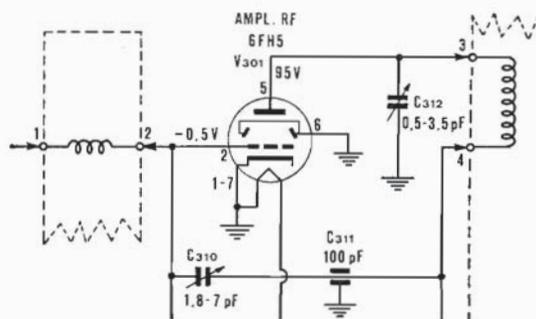


Figura 12-34. - Tensioni elettrodiche in uno stadio amplificatore a RF a valvola.

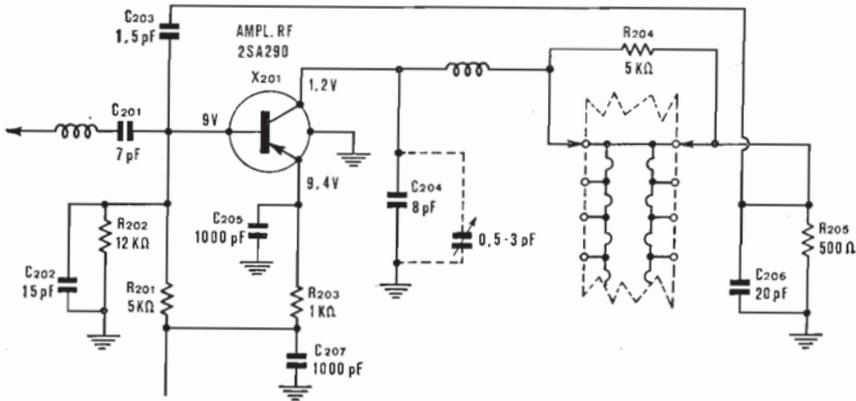


Figura 12-35. - Tensioni elettrode in uno stadio amplificatore a RF a transistore.

La Fig. 12-36 A dimostra che la corrente di base di un tipico transistore varia da 0 a 400  $\mu$ A nel normale campo di funzionamento. Man mano che varia la corrente di base varia anche la tensione di base, come si vede in Fig. 12-36 B, ed è evidente che la corrente di base varia molto rapidamente al variare della tensione di base. Per esempio se la tensione di base aumenta di 0,07 V, la corrente di base si raddoppia. Pertanto i transistori debbono essere trattati con considerevole cura: un aumento relativamente piccolo della tensione, che applicato alla griglia non danneggerebbe affatto un tubo elettronico, immediatamente brucerà un transistore se viene applicato alla base di questo.

### 12-31. - Analisi dei sintomi comuni di guasto nei tuner.

I guasti nel tuner dei televisori a transistori di solito sono associati con uno o più dei seguenti sintomi sull'immagine o sul suono:

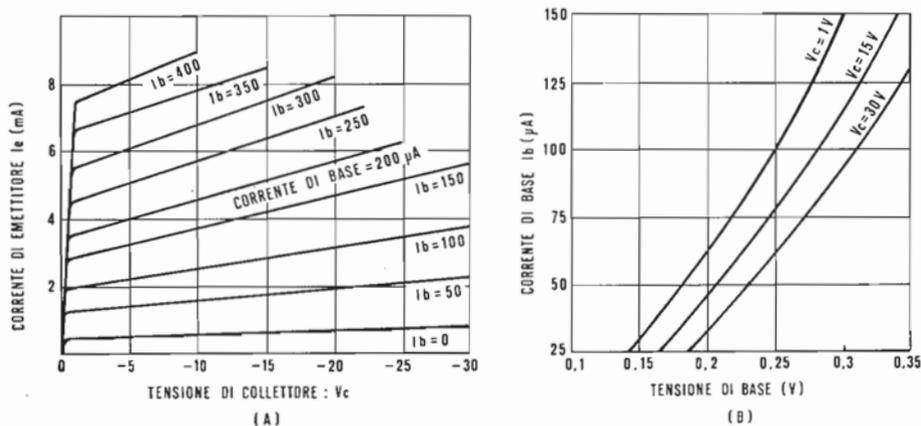
- 1) mancanza di suono, mancanza di immagine e mancanza di neve, trama normale;
- 2) trama con neve, mancanza di suono e mancanza di immagine;
- 3) barre di ronzio nell'immagine, suono distorto e sincronismo difettoso (i sintomi scompaiono quando il televisore viene fatto funzionare alimentato dalla batteria);

- 4) audio e video « separati »;
- 5) fantasmi nell'immagine o immagine sdoppiata;
- 6) immagine con macchie;
- 7) immagine con neve, suono debole;
- 8) immagine negativa e perdita di sincronismo (solo nei televisori ibridi);
- 9) stracciamento di immagine e macchie scure;
- 10) suono e immagine intermittenti.

1) *Mancanza di suono, mancanza di immagine e mancanza di neve, trama normale.*

Il sintomo più significativo in questo gruppo è la mancanza di neve nella trama. In alcuni televisori sarà visibile una leggera neve, osservando attentamente, ed essa dovrà essere interpretata come sintomo di mancanza di neve.

Lo stadio mescolatore sarà il primo ad essere sospettato, poichè il fatto che non vi siano tensioni di rumore può essere attribuito agli



**Figura 12-56. - Caratteristiche di un transistor: (A) variazione di corrente di emettitore al variare della tensione di collettore, per valori fissi di corrente di base; (B) variazione di corrente di base al variare della tensione di base, per valori fissi di tensione di collettore.**

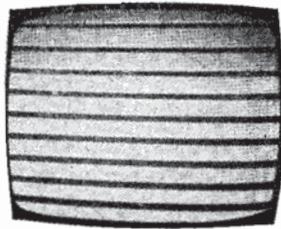


Figura 12-37. - Barre fornite da un generatore di segnale modulato in AM.

stadi a RF e mescolatore, nei quali il segnale venga bloccato all'entrata dell'amplificatore a FI. Si noti che il guasto potrebbe essere in uno stadio a FI e quindi è necessaria una prova che localizzi se il guasto è nel tuner o nell'amplificatore a FI.

Riferendoci alla Fig. 12-33, si può iniettare il segnale sviluppato da un generatore in AM direttamente all'amplificatore a FI. Si userà un piccolo condensatore di blocco, ad esempio 50 pF, in serie con il terminale di uscita del generatore, per evitare che avvengano alterazioni delle tensioni del circuito quando si inserisce il generatore. Inoltre non si deve applicare un segnale di pilotaggio eccessivo, che potrebbe danneggiare i transistori.

Si accordi il generatore sulla frequenza centrale a FI: se si osserva una serie di righe bianche e nere sullo schermo del cinescopio, come illustrato nella Fig. 12-37, l'amplificatore a FI funziona e il guasto sarà nel tuner.

Le cause possibili sono le seguenti:

- a) difettoso transistore mescolatore;
- b) interruzione di un collegamento stampato;
- c) saldatura fredda;
- d) tensioni continue non corrette;
- e) cortocircuito causato da un condensatore;
- f) saldatura difettosa o altro cortocircuito meccanico;
- g) transistore parzialmente inserito nello zoccolo.

Dopo che il funzionamento dell'amplificatore a FI sia stato controllato alla maniera avanti detta, il segnale del generatore AM potrà

essere iniettato alla base del transistor mescolatore ( $C_{214}$  nella Fig. 12-33). L'assenza dell'immagine a barre sullo schermo del cinescopio indicherà che lo stadio mescolatore è inefficiente.

A questo punto della procedura saranno necessarie le misure di tensioni continue, che debbono essere confrontate con i valori specificati nei dati di servizio del televisore: i valori non corretti saranno analizzati per determinare il componente difettoso.

Per esempio, se si ha una tensione di 0 V sul terminale di un transistor invece della tensione specificata di 9 V, potrà esservi un condensatore in cortocircuito. Ciò darà luogo ad una eccessiva corrente di emettitore, con conseguente bruciatura del transistor. Ovviamente è necessario sostituire il condensatore in cortocircuito prima di inserire il nuovo transistor. Inoltre, la misura di tensione zero può essere causata da una saldatura fredda o da interruzione in un collegamento stampato, nel qual caso il transistor potrà essere interdetto dall'anormale distribuzione di tensione continua, mentre può ancora essere perfettamente efficiente.

In rari casi si può trovare un'anormale distribuzione di tensione continua che è causata da un resistore difettoso. Ciò nei televisori a transistori è meno probabile che nei televisori a valvole, poichè le tensioni di alimentazione sono relativamente basse. Con 12 o 15 V di tensione di alimentazione anche un cortocircuito non surriscalda i resistori del tuner.

Oltre ai difetti meccanici, i condensatori sono le cause più probabili di guasto nei circuiti a transistori.

I transistori raramente si guastano, a meno che sia avvenuta una forte alterazione delle tensioni oppure che la polarità della tensione di alimentazione sia stata accidentalmente invertita.

Alcuni televisori a transistori non possono funzionare durante la carica della batteria: la tensione sotto carica è eccessiva per un normale funzionamento e può provocare il danneggiamento dei transistori.

## 2) *Trama con neve, mancanza di suono, mancanza di immagine.*

La neve nella trama indica che lo stadio mescolatore è efficiente. Anche se lo stadio amplificatore a RF non funziona, le tensioni di rumore proveniente dallo stadio mescolatore e dalla sezione a FI sono sufficienti a produrre una neve visibile, purchè il sistema CAG funzioni normalmente. Se lo stadio amplificatore a RF è efficiente, la neve sarà più visibile. Tuttavia è difficile determinare se lo stadio a

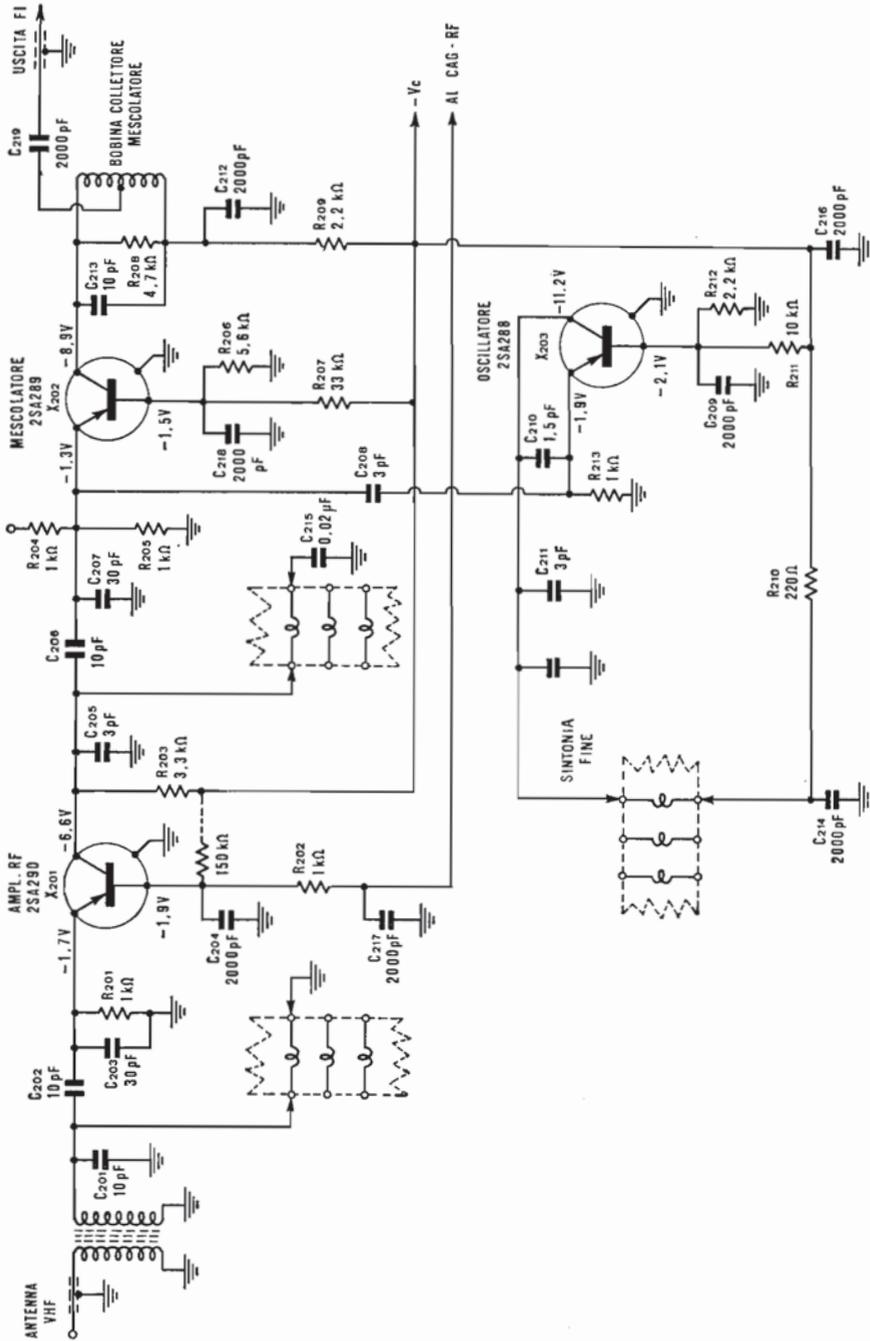


Figura 12-38. - Tuner a piastrina.

RF è efficiente o meno esaminando il livello della neve e quindi sono necessarie prove di localizzazione.

Le cause possibili di trama con neve, mancanza di suono e mancanza di immagine sono:

- a) difettoso transistor amplificatore a RF;
- b) difettoso transistor oscillatore;
- c) interruzione in un collegamento stampato;
- d) funzionamento fuori frequenza dell'oscillatore;
- e) tensioni continue non corrette;
- f) contatto sporco o difettoso nel commutatore;
- g) condensatore interrotto o in cortocircuito.

La Fig. 12-38 mostra lo schema elettrico di un tipico tuner con commutatore a piastrina, che serve come esempio nella procedura che descriviamo. Per localizzare un difetto dello stadio amplificatore a RF, si inietta il segnale del generatore AM al collettore del transistor a RF ( $X_{201}$ , Fig. 12-38). Questo terminale è accessibile in molti tuner e passa attraverso il pannello stampato. Si usi un piccolo condensatore di blocco, ad esempio 50 pF, in serie con il generatore, per evitare di alterare le tensioni continue di lavoro. Si regoli il generatore per un'uscita a RF modulata e si accordi sulla frequenza corretta del canale. Se si ottiene sullo schermo un'immagine a barre orizzontali come in Fig. 12-37, si procederà successivamente a iniettare il segnale all'emettitore del transistor ( $X_{201}$ , Fig. 12-38). Se non si ottengono le barre sul cinescopio, il guasto sarà ovviamente causato da un arresto del segnale fra l'emettitore e il collettore. Invece se si hanno le barre, il guasto sarà fra il terminale di emettitore e il terminale di entrata di antenna.

Si noti che l'oscillatore locale è efficiente dato che si hanno le barre sul cinescopio iniettando un segnale a RF sul collettore del transistor a RF.

Con riferimento alla Fig. 12-38, difettosi contatti del commutatore del circuito di entrata a RF sono la causa più frequente di guasti.

Se i contatti non sono difettosi, si controllerà se  $C_{201}$  è in cortocircuito. Un cortocircuito in questo punto può anche essere causato da una saldatura difettosa o da pezzetti di materiale estraneo. Successivamente si esaminano gli altri difetti che possono causare l'arresto del segnale fra l'emettitore e il collettore di  $X_{201}$  (Fig. 12-38). Si ese-

guiranno misure di tensione continua sul circuito amplificatore a RF: una tensione anormale indica un difetto nel circuito associato, che può aver potuto anche provocare la bruciatura del transistor. Pertanto si controllerà che i condensatori non siano in cortocircuito e si esamineranno i collegamenti stampati. Per esempio, se esiste un cortocircuito fra alimentazione continua e CAG nel circuito stampato, il transistor certamente sarà distrutto, ma se  $C_{204}$  è in cortocircuito, il transistor funzionerà con potenziale zero e avrà un guadagno molto basso.

Infine consideriamo i difetti più comuni che possono causare l'arresto del segnale quando si inietta un segnale a RF modulato sul collettore di  $X_{201}$  in Fig. 12-38. A tal fine si accorda il generatore sulla frequenza centrale a FI per una prova supplementare. Se si hanno le barre sul cinescopio, allora l'oscillatore locale è difettoso oppure la sua frequenza di funzionamento è considerevolmente spostata. Invece, se non si hanno le barre, evidentemente il segnale viene arrestato fra il collettore  $X_{201}$  e l'emettitore di  $X_{202}$ .

Quando il segnale viene arrestato, occorre controllare per primi i contatti del commutatore relativi al circuito di entrata del mescolatore. Se essi sono efficienti, si controlleranno le tensioni continue nel circuito amplificatore a RF e sull'emettitore del mescolatore. Una tensione nulla di collettore di  $X_{201}$  indicherà un cortocircuito di  $C_{205}$  o  $C_{215}$ . Una tensione nulla di emettitore di  $X_{202}$  indicherà un cortocircuito in  $C_{207}$ . Se infine le tensioni continue sono corrette, può esservi una interruzione in  $C_{206}$ .

Supponiamo che non si ottengano le barre quando il segnale modulato a RF viene iniettato al collettore di  $X_{201}$ , mentre queste appaiono quando il generatore è accordato sulla frequenza centrale a FI.

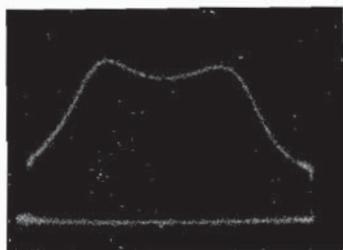


Figura 12-39. - Normale curva di risposta di un tuner a transistori.

Dobbiamo allora concludere che l'oscillatore non funziona oppure è fuori frequenza. Probabilmente la causa è nei contatti del commutatore del circuito oscillatore: se un contatto di commutatore si interrompe la tensione di collettore sarà zero, ma lo stesso inconveniente può essere causato da un cortocircuito di  $C_{211}$  oppure  $C_{214}$ . Nel caso che  $C_{211}$  si interrompa la tensione di collettore risulterà quasi normale, ma l'oscillatore funzionerà su una frequenza relativamente alta. Un cortocircuito in  $C_{209}$  o  $C_{210}$  fa cessare l'oscillazione.

In qualche caso può anche esservi un resistore difettoso.

#### *Curva di risposta del tuner.*

I tuner a transistori hanno curve di risposta simili a quelle dei tuner a valvole. La curva di risposta normale (Fig. 12-39) ha un doppio picco e i due picchi sono distanti fra loro 5,5 MHz. Un generatore marker servirà per verificare che la frequenza della portante video cada su un picco della curva e che quella della portante audio cada sull'altro picco.

La curva di risposta è utile non solo per controllare l'allineamento di un tuner, ma anche per controllare il guadagno dello stadio amplificatore a RF. Probabilmente il lettore conosce bene la sua apparecchiatura di allineamento sweep-marker e la procedura per eseguire prove con la normale tensione CAG bloccata mediante una tensione continua fissa. Per i tuner a transistori, la tensione sulla quale verrà bloccato il CAG sarà di solito quella che impedisce il sovraccarico dell'amplificatore (posto in evidenza dalla compressione o dal taglio della sommità della forma d'onda). Le prove vanno fatte con un livello di uscita fisso sviluppato dal generatore sweep.

Quando si ottiene una curva di risposta con un livello di uscita fisso fornito dal generatore sweep e con il guadagno verticale dell'oscilloscopio regolato su una posizione di riferimento nota, con la polarizzazione CAG regolata sulla soglia del sovraccarico dell'amplificatore, l'altezza della curva di risposta dell'oscilloscopio fornirà un'indicazione attendibile del guadagno a RF. In altri termini, supponiamo che un televisore a transistori in buone condizioni produca una curva di risposta a RF alta 5 cm nelle condizionali normali di prova. Se un tuner in prova fornisce una curva di risposta alta 2 cm, vuol dire che il guadagno è di 7 db inferiore al normale.

Inoltre se il tuner in prova fornisce una curva di risposta alta

solo 0,5 cm, vuol dire che il guadagno è di 20 db inferiore al normale e allora in questo caso lo stadio a RF non funziona.

### 3) *Barre di ronzio nell'immagine, suono distorto, sincronismo difettoso.*

Vi sono due tipi di barre di ronzio che possono aversi nei televisori a transistori. Le barre di ronzio a 50 Hz possono avvenire in tutti i televisori a transistori alimentati con rettificatore a mezza onda. Nel funzionamento da rete, condensatori filtro difettosi possono provocare barre di ronzio a 50 Hz. Si noti che la dispersione fra catodo e riscaldatore nel cinescopio non provoca barre di ronzio, ma invece minore efficacia del controllo di luminosità.

Se un televisore totalmente a transistori è alimentato dalla rete mediante un rettificatore ad onda intera, difettosi condensatori filtro possono introdurre un ronzio a 100 Hz: un controllo oscilloscopico della linea di alimentazione continua al tuner mostrerà una ondulazione eccessivamente alta. Il ronzio di alimentazione scomparirà quando il televisore viene commutato per il funzionamento su batteria, insieme con gli altri sintomi di cattivo sincronismo e suono distorto, associati solitamente alla presenza delle barre di ronzio.

Nei televisori ibridi vi sono altre cause di barre di ronzio. Esistono televisori ibridi che hanno il selettore di canali con tubi elettronici, seguito da amplificatori a FI a transistori, oppure che hanno i sistemi audio a interportante a transistori. In questi casi, la barra di ronzio a 50 Hz può essere causata da una dispersione fra catodo e riscaldatore nei tubi a RF, mescolatore o oscillatore locale.

Un televisore ibrido può anche utilizzare valvole nella sezione CAG e quindi occorre effettuare un controllo oscilloscopico sulla linea CAG, quando le valvole del tuner non risultano difettose.

### 4) *Audio e video « separati ».*

La « separazione » dell'audio dal video significa che la riproduzione audio viene danneggiata quando il controllo di sintonia fine viene regolato in modo da ottenere la migliore qualità dell'immagine, e viceversa. Questo inconveniente può essere causato da difetti del tuner o dell'amplificatore a FI. La sezione difettosa verrà localizzata mediante un generatore sweep e oscilloscopio. Si controlleranno i dati di servizio del televisore per conoscere la curva di risposta che deve essere fornita dal tuner.

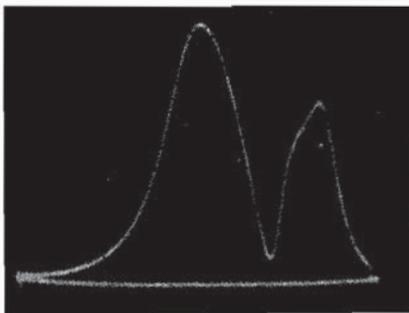


Figura 12-40. - Una irregolare curva di risposta provoca la « separazione » dell'audio dal video.

Una curva di risposta come quella illustrata nella Fig. 12-40 provoca una eccessiva separazione dell'audio dal video, poichè le portanti audio e video non possono essere contemporaneamente alle corrette posizioni. Questo tipo di distorsione della curva è comunemente causato da reazione ed è una condizione instabile: se si cambia il livello di segnale del generatore, la curva cambierà forma. In questa situazione, si dovranno sospettare prima di tutto i condensatori di fuga. Per esempio,  $C_{204}$  e  $C_{217}$  nella Fig. 12-38 possono causare reazioni se uno o entrambi sono interrotti. Un'altra possibile causa è una dispersione fra i contatti del commutatore, che possono collegare in serie due bobine che normalmente non sono collegate. In rari casi l'instabilità è causata dalla sostituzione di un transistor con un tipo non corretto.

Riepilogando, le prove da effettuare quando si hanno audio e video « separati » sono :

- a) condensatore di fuga interrotto;
- b) cortocircuito fra contatti adiacenti del commutatore;
- c) piastre di schermatura allentate;
- d) tipo di transistor non corretto.

Alcuni tuner hanno piccole piastre di schermatura di rame, che delimitano i campi delle bobine che altrimenti potrebbero produrre fastidiose reazioni. Se una di queste piastre è allentata o è isolata da massa, può aversi instabilità e reazione.

### 5) *Fantasmismi o sdoppiamento di immagine.*

I fantasmi hanno due sorgenti comuni: vi sono fantasmi di propagazione, che sono causati da riflessioni delle onde irradiate e che arrivano all'antenna ricevente insieme con le onde dirette (non riflesse) e vi sono fantasmi di circuiti, che sono causati da circuiti accordati del televisore che hanno una larghezza di banda troppo stretta. Un'altra sorgente di fantasmi, che sono meno comuni, si possono incontrare nei sistemi di antenne collettive che funzionano con cavi coassiali o con linee troppo lunghe: i disadattamenti alle estremità delle linee provocano riflessioni che appaiono come fantasmi nelle immagini.

I fantasmi circuituali di solito sono indicati con il nome di *sdoppiamento di immagine*. È necessario anzitutto confermare il sospetto di sdoppiamento di immagine osservando la ricezione che si ha con un generatore di monoscopio usato come sorgente di segnale. Se i fantasmi o le ripetizioni delle immagini sono effettivamente dovute a sdoppiamento di immagine, esse si manifesteranno nella riproduzione dei cunei verticali del monoscopio.

La Fig. 12-41 mostra due sintomi di sdoppiamento di immagine. Si noti che le parti alta e bassa dei cunei sono riprodotte con contrasto ridotto verso destra nel diagramma. Inoltre su circa il 25 % del cuneo in basso la definizione diventa molto scarsa.

Lo sdoppiamento di immagine può avvenire nel tuner, sebbene abbia origine più frequentemente nell'amplificatore a FI o nell'amplificatore video. Pertanto bisogna eseguire una prova di localizzazione. A tal fine si userà un generatore di monoscopio, il cui segnale verrà applicato all'entrata dell'amplificatore a FI.

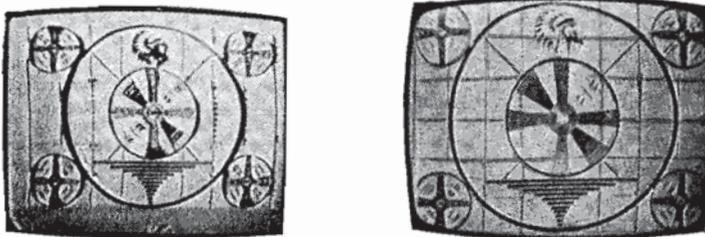


Figura 12-41. - Sintomi di sdoppiamento di immagine: (A) nelle righe verticali e nei cunei; (B) nel cuneo verticale tende ad aversi una macchia bianca.

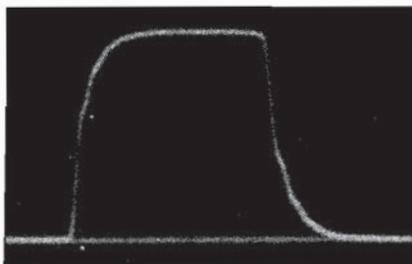


Figura 12-42. - L'immagine macchiata è causata da una difettosa risposta all'onda quadra.

Se lo sdoppiamento di immagine non scompare, il guasto ha origine nel tuner, ed è causato da una considerevole reazione. Se si osserva con il generatore sweep e l'oscilloscopio, apparirà un picco molto alto e acuto sulla curva di risposta a RF. I componenti che possono provocare questo difetto sono gli stessi che possono dar luogo alla « separazione » fra audio e video.

#### 6) Immagine con macchie.

In una immagine con macchie i bordi verticali degli oggetti non sono riprodotti in maniera netta, ma l'immagine si diluisce gradualmente. A sinistra si osserverà che la transizione fra il nero e il bianco o viceversa non avviene bruscamente, ma passa attraverso gradazioni intermedie di grigio. A destra la riproduzione dei bordi è graduale, invece di essere netta. Le macchie nell'immagine corrispondono ad una lenta salita e discesa dell'impulso ad onda quadra, come indica la Fig. 12-42. Questo tipo di distorsione è associato con perdite di dettaglio di immagine (Fig. 12-43).

Siccome un'immagine con macchie può essere causata da difetti in qualunque punto della catena del segnale, occorrerà effettuare anzitutto una prova di localizzazione per determinare se il guasto è nel tuner o altrove. Il sistema più rapido consiste nell'iniettare il segnale a RF fornito da un generatore di monoscopio nel circuito di entrata dell'amplificatore a FI. Se le macchie non appaiono sullo schermo del cinescopio, il guasto ha origine nel tuner. Un controllo successivo effettuato con un generatore sweep e oscilloscopio confermerà che la curva di risposta a RF è fortemente distorta.

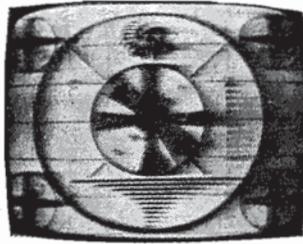


Figura 12-43. - Come si presenta un'immagine fortemente macchiata.

Le cause possibili di immagine con macchie sono:

- a) condensatore di fuga interrotto nel circuito amplificatore a RF o mescolatore;
- b) cortocircuito fra contatti adiacenti del commutatore;
- c) schermi allentati o non collegati a massa;
- d) resistore fuori valore (raramente);
- e) non corretta sostituzione di transistori.

Si può rilevare che il difetto di immagine con macchie, quando è causato da guasto del tuner, varia manovrando il comando di sintonia fine. Esso è frequentemente associato con la « separazione » fra audio e video. Ad esempio, quando il comando di sintonia fine è regolato in modo da ottenere una soddisfacente riproduzione audio, la qualità dell'immagine può diventare insoddisfacente ed essere accompagnata da macchie e regolando il comando di sintonia fine in modo da eliminare le macchie nell'immagine, la riproduzione audio può diventare disturbata e distorta.

#### 7) Immagine con neve, suono debole.

Quando si osserva un'immagine con neve applicando al televisore un segnale di monoscopio con livello normale, il sospetto cadrà immediatamente sul tuner. Ricordiamo che la neve è sintomo di alto guadagno a FI e di normale guadagno del mescolatore. Pertanto le prime prove verranno fatte nello stadio amplificatore a RF. Il modo più diretto per svolgere queste prove consiste nell'esaminare la curva di ri-

sposta a RF. Se si osserva una curva con una altezza piccola o quasi nulla (con i comandi del generatore e dell'oscilloscopio regolati normalmente), si può affermare che lo stadio a RF ha un guadagno piccolo o nullo.

A questo punto è preferibile controllare le tensioni continue nel circuito a RF. Il guasto può essere causato da tensione di alimentazione bassa o nulla oppure da anormale tensione CAG.

Riferendoci alla Fig. 12-38, se  $C_{204}$  è in cortocircuito, le tensioni di collettore e di base nello stadio a RF risulteranno zero.

Le cause possibili di immagine con neve accompagnata da suono debole sono:

- a) condensatori in cortocircuito nei circuiti a RF;
- b) contatti incerti nel commutatore;
- c) difetto nella sezione CAG;
- d) cortocircuiti causati da saldature fatte male o da materiali estranei;
- e) interruzione in un collegamento stampato;
- f) saldatura fredda;
- g) transistor a RF difettoso.

La localizzazione del guasto sarà facilitata osservando la ricezione su più di un canale. Per esempio, se si riscontra che il sintomo è presente solo su un canale, si ricercheranno i difetti nei contatti del commutatore associati con quel canale o nella relativa bobina a RF. Invece se il sintomo è presente su tutti i canali, si deve evidentemente supporre un altro tipo di guasto, quale ad esempio un condensatore in cortocircuito.

Un'immagine con neve accompagnata da audio debole può anche essere causata da un difetto dell'oscillatore (Fig. 12-38): un guasto nel circuito oscillatore che atteni la tensione di segnale darà luogo a questo sintomo. Pertanto dopo avere accertato che l'amplificatore a RF è efficiente, si controllerà  $C_{208}$ : se questo è interrotto, la tensione di iniezione risulterà debole. Analogamente, condensatori con dispersioni possono alterare le tensioni continue nella sezione oscillatrice, con conseguente basso livello di oscillazione. Il transistor oscillatore di solito verrà controllato per ultimo; però se la giunzione emettitore-base presenta un cattivo rapporto di resistenza diretta-inversa, il transistor dovrà essere sostituito.

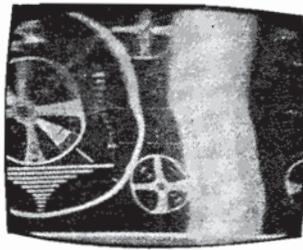


Figura 12-44. - Immagine negativa.

#### 8) Immagine negativa e perdita di sincronismo.

Un'immagine negativa o parzialmente negativa è sintomo di sovraccarico. Il sovraccarico nel tuner o nell'amplificatore a FI provoca una compressione degli impulsi di sincronismo e quindi un sincronismo instabile.

Occorre fare distinzione fra sintomi di immagine negativa e contrasto eccessivo: nel caso di un'immagine negativa le aree bianca e nera sono invertite, come si vede nella Fig. 12-44. Il sincronismo risulta molto instabile poichè il sovraccarico taglia gli impulsi di sincronismo.

Le immagini negative possono avvenire solo nei televisori ibridi, ossia con transistori e valvole e non si possono avere immagini negative nei televisori a transistori, poichè affinché avvenga un'immagine negativa occorre che vi sia corrente di griglia in una valvola. Per esempio, in qualche raro caso il tuner impiega valvole mentre l'amplificatore a FI è transistorizzato.

Le possibili cause di immagine negativa e perdita di sincronismo sono:

- a) tubo mescolatore o amplificatore a RF difettoso;
- b) cattiva regolazione del CAG o del commutatore locale-distante nelle zone a segnale forte;
- c) difettosi componenti nei circuiti di griglia e catodico nei tubi mescolatore o a RF;
- d) resistori di valore eccessivo nell'alimentazione continua del tuner;

- e) dispersione in un condensatore a passante nella linea di alimentazione continua;
- f) componenti del CAG difettosi (si provi a bloccare la linea CAG con una tensione continua fissa);
- g) contatti del commutatore sporchi o saldature fredde.

Un'immagine parzialmente negativa è comunemente causata da tendenza all'oscillazione nel tuner ed è frequentemente accompagnata da « separazione » fra audio e video, come abbiamo visto precedentemente. L'entità dell'inversione dei toni grigi dipende dall'entità della reazione ed è assai sensibile alle variazioni di livello del segnale di entrata.

#### *CAG ritardato nei tuner a transistori.*

Nei televisori a transistori si usa il CAG ritardato per le stesse ragioni per cui lo si usa nei televisori a valvole. Per ottenere il CAG ritardato si usa comunemente un diodo a semiconduttore, come si vede in Fig. 12-45. Il diodo *FD 100* inizia a condurre quando il livello di se-

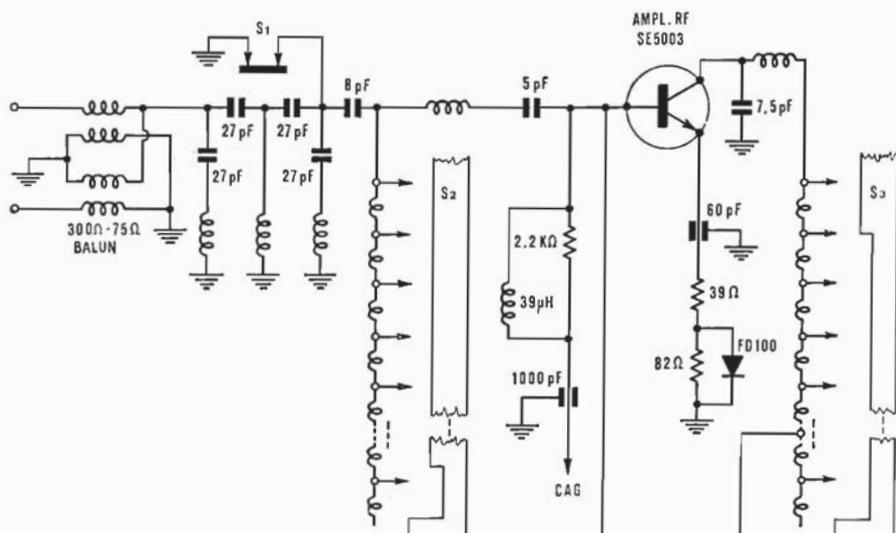


Figura 12-45. - Il diodo *FD 100* fornisce un CAG ritardato.

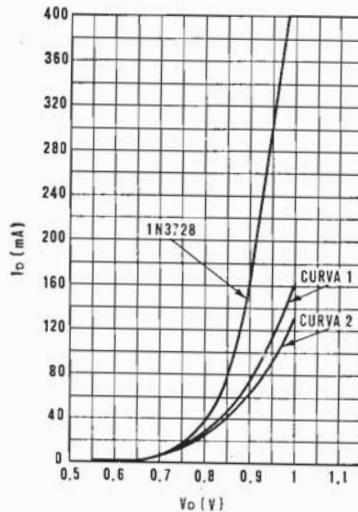


Figura 12-46. - Curve caratteristiche di tre diodi al silicio.

gnale di entrata è sufficientemente grande e cortocircuitata allora il resistore di emettitore da  $82 \Omega$ , riducendo così il guadagno a RF. La corrente del transistor a RF sale da 4 mA (massima sensibilità) a 15 mA sui segnali forti, a causa dell'azione del CAG diretto, che fornisce fino a 3 mA di corrente di base sui segnali forti. Il diodo FD 100 ha una tensione di interdizione di 0,6 V e quindi non conduce fino a che la corrente di emettitore è inferiore a 7,3 mA. Oltre tale corrente, il diodo conduce in maniera considerevole e accresce la corrente diretta del CAG, riducendo così il guadagno a RF.

Frequentemente si ritiene erroneamente che un diodo al silicio comincia a condurre appena la tensione ad esso applicata divenga diretta. La Fig. 12-46, che mostra le curve caratteristiche di tre differenti tipi di diodi a silicio, dimostra che nessuno di questi diodi conduce in maniera considerevole fino a 0,6 V, ma con 0,7 V la caratteristica comincia a salire. Con 0,8 V un diodo 1N3728 conduce già fortemente (40 mA) e la sua resistenza risulta solo di  $20 \Omega$ . Ad 1 V la resistenza è di solo  $2,5 \Omega$ , sicchè un diodo al silicio fornisce una buona azione CAG ritardata per un tuner a RF.

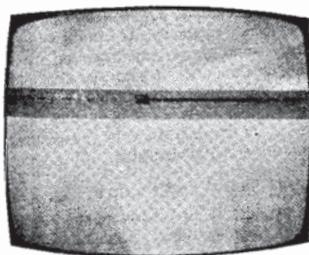


Figura 12-47. - La barra di cancellazione verticale fornisce un controllo della risposta alle frequenze basse.

### 9) *Stracciamento di immagine.*

Lo stracciamento di immagine e le piegature possono essere causate da sovraccarico nel tuner: in molti casi l'immagine presenta un contrasto eccessivo.

Il sovraccarico comprime gli impulsi di sincronismo, sicché la sezione CAF non può mantenere correttamente la frequenza dell'oscillatore orizzontale, quando tale frequenza è considerevolmente distante dal valore giusto.

Quando si ha stracciamento di immagine, la prima cosa da fare consiste nel vedere se è il tuner la causa dell'inconveniente. Si procederà come segue:

1) si osservano i bordi della trama in assenza del segnale. Se la trama non presenta alcun indizio di piegatura, il sistema di deflessione è esente da difetti;

2) si applichi un segnale al televisore (si usi un generatore di monoscopia) e si regoli il comando di contrasto in modo da ottenere un'immagine sbiadita. Se lo stracciamento di immagine scompare, il difetto è nella sezione video o nella sezione sincronismi;

3) se il comando di contrasto ha un piccolo effetto sullo stracciamento, e se il sincronismo verticale è alquanto instabile, occorrerà controllare la risposta del televisore alle frequenze basse. Si osservi la barra di cancellazione verticale (Fig. 12-47). Se essa non è più nera della parte nera dell'immagine, allora l'impulso di sincronismo ha un livello troppo basso a causa di insufficiente risposta alle frequenze basse, oppure gli impulsi di sincronismo sono compressi notevolmente nel circuito video;

4) in caso di dubbio, si inietta un segnale proveniente da un generatore di monoscopio nel terminale di entrata dell'amplificatore a FI. Se lo stracciamento di immagine scompare, il guasto è nel tuner.

Le cause possibili di stracciamento di immagine nei televisori a transistori sono:

*a)* segnale eccessivamente forte applicato al televisore (particolarmente i vecchi modelli tendono a perdere il controllo dei segnali molto forti);

*b)* disallineamento che provoca una insufficiente risposta alle frequenze basse;

*c)* interferenza esterna (mancherà nella prova con il generatore di monoscopio);

*d)* forti onde stazionarie nella discesa di antenna;

*e)* guasto di un componente nello stadio a RF o mescolatore;

*f)* difetto nel CAG a RF;

*g)* difettoso transistore a RF o mescolatore.

Quando l'antenna fornisce un segnale troppo forte, si può usare un attenuatore resistivo per attenuare il segnale. Il disallineamento di solito è un sintomo di guasto di un componente, come ad esempio un condensatore, ma più frequentemente è una conseguenza del tentativo fatto dall'utente di riparare il proprio televisore.

Le interferenze esterne producono diagrammi di interferenza oltre a stracciamento di immagine. Quando vi sono forti onde stazionarie sulla linea di discesa di antenna, il sintomo di stracciamento varierà ponendo le dita su differenti punti della discesa di antenna. In questo caso si controlli che non vi sia un filo rotto nella discesa di antenna oppure che il circuito di entrata del tuner non sia difettoso.

Forti segnali riflessi producono fantasmi nelle immagini e possono anche provocare stracciamento di immagine. In questo caso i fantasmi vengono riprodotti quasi distintamente rispetto al segnale diretto e appaiono solo su alcuni canali: infatti la ricezione risulterà normale su alcuni canali e difettosa su altri.

I fantasmi frequentemente possono essere ridotti al minimo impiegando un'antenna fortemente direttiva e orientandola opportunamente. Misurando la tensione CAG o applicando una tensione fissa alla

linea CAG si può individuare un guasto nel sistema CAG. Difettosi transistori sono cause poco probabili di stracciamento di immagine, ma questa possibilità deve essere tenuta presente: se le misure di tensioni continue non sono conclusive, conviene adottare il metodo per sostituzione.

#### 10) *Suono e immagini intermittenti.*

Il funzionamento intermittente di un tuner è un guasto molto difficile da curare. Conviene controllare le tensioni di alimentazione per vedere se il guasto è effettivamente nel tuner.

Per esempio, se le immagini e i suoni scompaiono ad intervalli e si osserva una trama con neve, si deve supporre che il guasto è nel tuner. Però si può osservare che gli stessi sintomi si hanno anche nel caso che la tensione di alimentazione al tuner venga a mancare.

Inoltre può esservi un difetto nel CAG che controlla il tuner, che interdice saltuariamente i transistori.

Le cause possibili di suono e immagini intermittenti sono:

- a) difettoso contatto nel commutatore;
- b) saldatura fredda;
- c) difetto nei collegamenti stampati;
- d) condensatore che si interrompa nei circuiti a RF o mescolatore;
- e) resistore che si interrompa;
- f) componente incerto nel circuito dell'oscillatore locale. (Per confermare ciò, si immetta il segnale non modulato proveniente da un generatore, in sostituzione del segnale dell'oscillatore locale);
- g) transistoro con contatto incerto.

Il metodo di mettere in parallelo a componenti sospetti componenti sicuramente buoni sarà frequentemente utile. Bisogna però fare attenzione, poichè i transistori possono venire danneggiati.

Si esaminino e si puliscano i contatti del commutatore e si flettano i collegamenti per osservare eventuali saldature fredde. Si usi una lente di ingrandimento per rivelare interruzioni nei collegamenti stampati. Raramente i transistori presentano cattivi contatti.

Se un guasto di funzionamento intermittente in un tuner non può essere individuato in un tempo ragionevole, sarà consigliabile restituire il tuner al fabbricante oppure inviarlo ad un laboratorio specializzato.

**12-32. - Tensioni continue nei tuner UHF.**

Le tensioni continue nei tuner UHF a transistori sono molto diverse da quelle dei tuner impieganti valvole. La Fig. 12-48 mostra un tipico tuner a transistori, nel quale le tensioni degli elettrodi sono 11,5, 1,5 e 2 V. Invece, l'anodo del tubo 6AF4 in un tuner UHF funziona alla tensione di 60 V.

In generale un transistoro UHF ha una durata molto maggiore delle valvole, però il transistoro è soggetto a danneggiarsi e in tal caso deve essere sostituito. Il danneggiamento può essere causato da una inversione accidentale di polarità della tensione di alimentazione oppure può essere conseguenza di un difettoso componente che abbia provocato un'eccessiva corrente nel transistoro. Se il transistoro si guasta frequentemente, vi sono non corretti valori di tensione agli elettrodi.

Le tensioni agli elettrodi del transistoro di Fig. 12-48 possono variare da 0 a 11,5 V e quindi un cortocircuito fra collettore e base

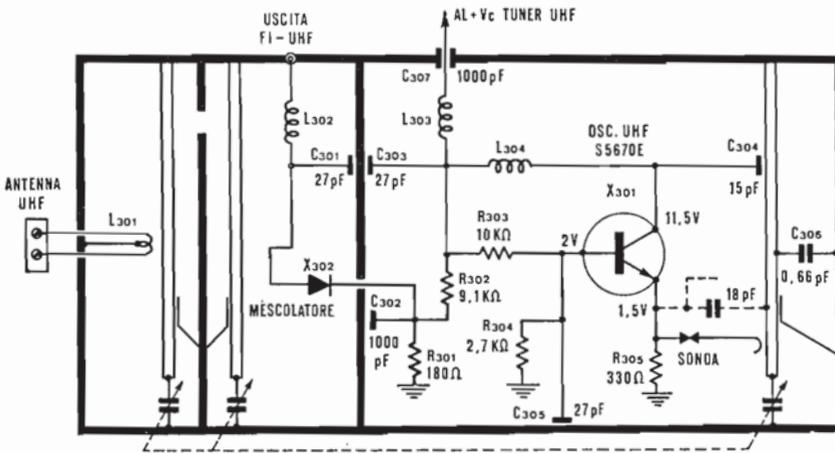


Figura 12-48. - Tensioni elettrodeiche nel tuner UHF a transistori

nel transistor S5670E causerà una tensione sulla base di 11,5 V invece di 2 V.

Un'interruzione del circuito fra collettore e base avrà un piccolo effetto sulla tensione degli elettrodi, ma il tuner non funzionerà.

Un cortocircuito fra base ed emettitore renderà uguali le tensioni sulla base e sull'emettitore, ossia scomparirà la tensione di polarizzazione diretta di 0,5 V.

Se si ha interruzione del circuito base-emettitore, la tensione di emettitore sarà zero mentre la tensione di base aumenta.

Nel controllare le tensioni sul transistor occorre ricordare che questo è un circuito oscillatore, sicchè le tensioni continue che si possono misurare risentono del fatto che il transistor sia o meno in oscillazione, e dipendono dall'ampiezza dell'oscillazione. Inoltre il voltmetro elettronico carica il circuito ed assorbe corrente.

Se il transistor funziona regolarmente, il tuner UHF può essere inefficiente a causa del diodo mescolatore interrotto o in cortocircuito. Non è pratico controllare il rapporto di resistenza diretta-inversa del diodo mescolatore quando questo è inserito nel circuito, ma bisogna distaccarlo dal circuito.

Altre cause di guasto sono analoghe a quelle precedentemente indicate per i tuner VHF: condensatori in cortocircuito o interrotti, collegamenti stampati interrotti, danneggiamenti meccanici, saldature fatte male. Inoltre bisogna sempre fare attenzione ad eventuali collegamenti errati effettuati durante precedenti riparazioni. Per esempio è molto facile trovare scambiati fra loro i collegamenti dei tuner UHF e VHF.