

Il Gruppo a Radio Frequenza per FM nei Radioricevitori AM - FM

Si esaminano successivamente gli stadi di ingresso a RF, lo stadio convertitore con triodo autoeccitato, la riduzione della irradiazione della frequenza locale in antenna, la compensazione dello smorzamento di uscita del triodo convertitore autooscillante; infine si fornisce un esempio di calcolo applicato ad un circuito con una 12AT7.

dott. ing. Antonio Ingnoli

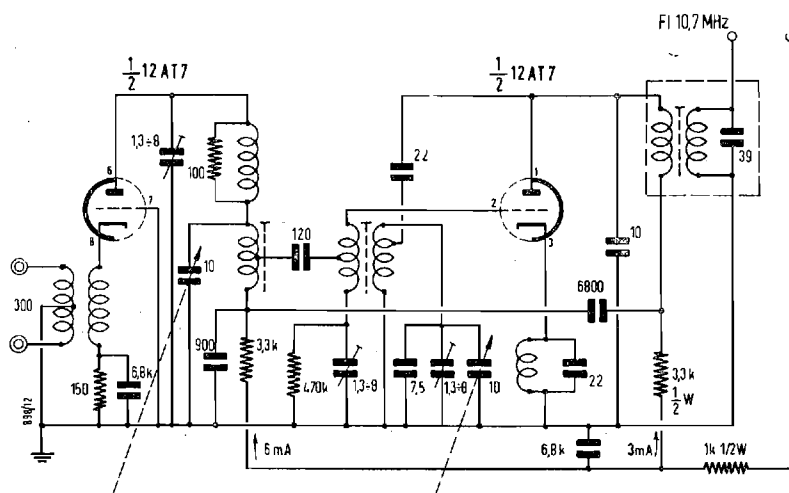


Fig. 1 - Gruppo RF per FM con il doppio triodo 12AT7 ad accordo a permeabilità variabile (guadagno complessivo circa 150). Capacità in pF, resistenze in Ω .

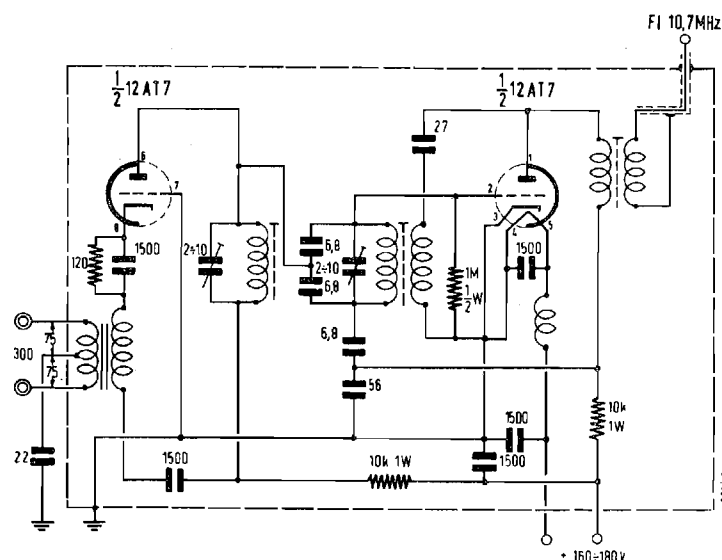


Fig. 2 - Gruppo RF per FM con doppio triodo 12AT7 ad accordo a permeabilità variabile (guadagno complessivo circa 200). Capacità in pF, resistenze in Ω .

1. - DESCRIZIONE.

Consiste generalmente di uno stadio amplificatore RF a triodo del tipo con griglia a massa oppure con ingresso bilanciato in griglia e in catodo (avente in questo caso una neutralizzazione della capacità griglia-placca) e di uno stadio convertitore a triodo autoeccitato con reazione controllata a FI per evitare il carico che il triodo impone al circuito risonatore di uscita a FI.

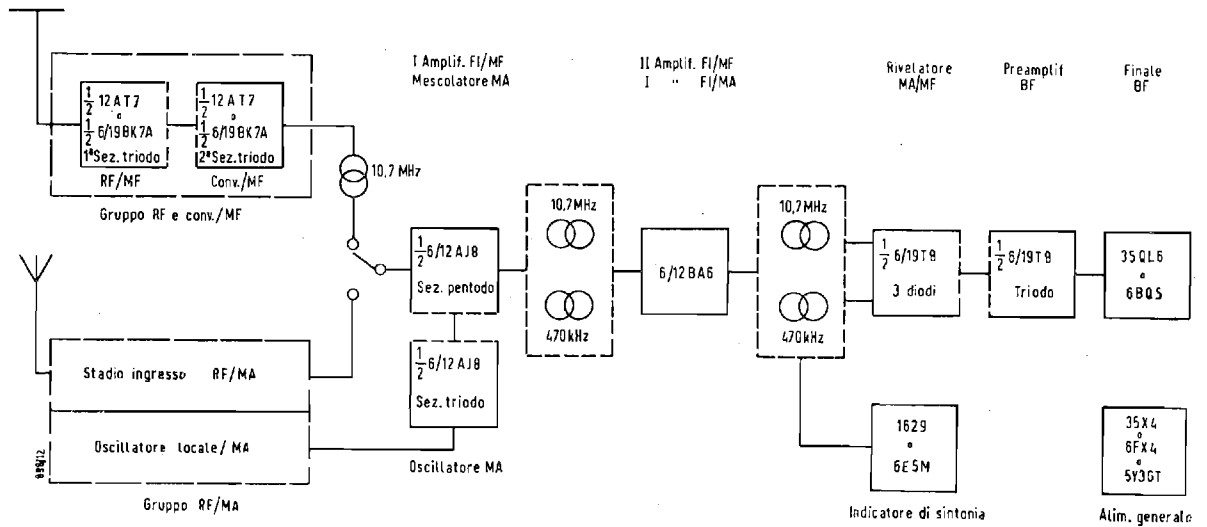
Per questa funzione si prestano egregiamente i doppi triodi 12AT7 e 6/19BK7A. Quest'ultima è una valvola particolarmente idonea a funzionare alle frequenze della FM. Presenta elevata transconduttanza ($G_m = 9,3$ mA/V), modeste capacità interelettrodiche e basso fruscio ($R_{eq} = 270 \Omega$). Inoltre le due sezioni triodo sono tra loro accuratamente schermate in modo da evitare interazioni.

Le caratteristiche cui deve soddisfare il gruppo a RF per FM sono le seguenti:

a) massimo guadagno possibile con il minimo fruscio. Con le valvole suddette è facile ottenere guadagni di tensione di 200 volte dai morsetti di antenna alla griglia della valvola amplificatrice a RF che segue (sez. pentodo della 6/12AJ8). La sensibilità di un ricevitore equipaggiato con le valvole di cui allo schema di fig. 1 della nota precedente raggiunge facilmente $5 \div 10 \mu V$ con rapporto segnale-disturbo di 30 dB per una uscita BF di 0,5 W;

b) buona stabilità. Questa, più che alle valvole, viene richiesta ai componenti, particolarmente capacitivi, del circuito;

c) selettività sufficiente. In aggiunta agli stadi a FI anche lo stadio a RF ed il convertitore contribuiscono alla selettività che deve essere tale



da evitare interferenze tra emittenti distanti 300 kHz le une dalle altre;

d) bassa irradiazione. È necessario che la frequenza fondamentale e le armoniche (in particolare la frequenza doppia della fondamentale) dell'oscillatore locale non siano trasferite attraverso i circuiti a RF all'antenna FM e da questa irradiate, interferendo con le frequenze delle bande televisive.

Un basso livello di irradiazione è facilitato dalla schermatura interna e dalle basse capacità interelettrodeiche della valvola 6/19BK7A, ma è soprattutto ottenuto con opportune schermature dell'intero stadio e con ingegnose disposizioni circuitali.

In fig. 1, 2, 3, 4 sono rappresentati alcuni schemi con i quali si può realizzare il gruppo a RF per FM sia con valvole 12AT7 sia con valvole 6/19BK7A, con accordo a permeabilità variabile oppure con condensatore variabile. Tutti questi gruppi RF soddisfano ai requisiti indicati.

In merito forniamo alcune indicazioni di progetto di carattere generale.

2. - STADI DI INGRESSO A RF.

Sono del tipo a triodo con griglia a massa, come nelle fig. 1 e 2, oppure con ingresso misto in griglia e catodo, come nelle fig. 3 e 4. La sezione triodo utilizzata per lo stadio a RF fa normalmente parte di un doppio triodo 12AT7 o 6/19BK7A.

Nel primo caso (stadio con griglia a massa) il trasformatore di ingresso è adattato per la resistenza d'antenna di 300 Ω (esattamente 280 Ω) da un lato e la impedenza di ingresso del tubo con griglia a massa dall'altro.

Questa impedenza, come è noto, è inferiore a $1/G_m$ dove G_m è la transconduttanza. Per il tipo 12AT7, che ha una $G_m = 4 \div 5,5 \text{ mA/V}$, l'impedenza d'ingresso assume il valore di circa

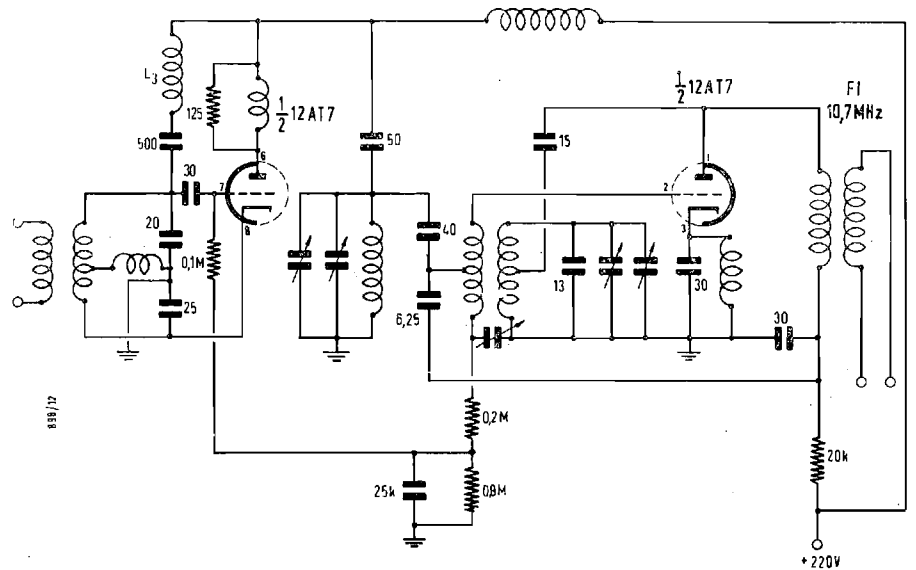


Fig. 3 - Gruppo RF per FM con doppio triodo 12AT7 ad accordo a condensatore variabile (guadagno complessivo circa 180). Capacità in pF, resistenze in Ω.

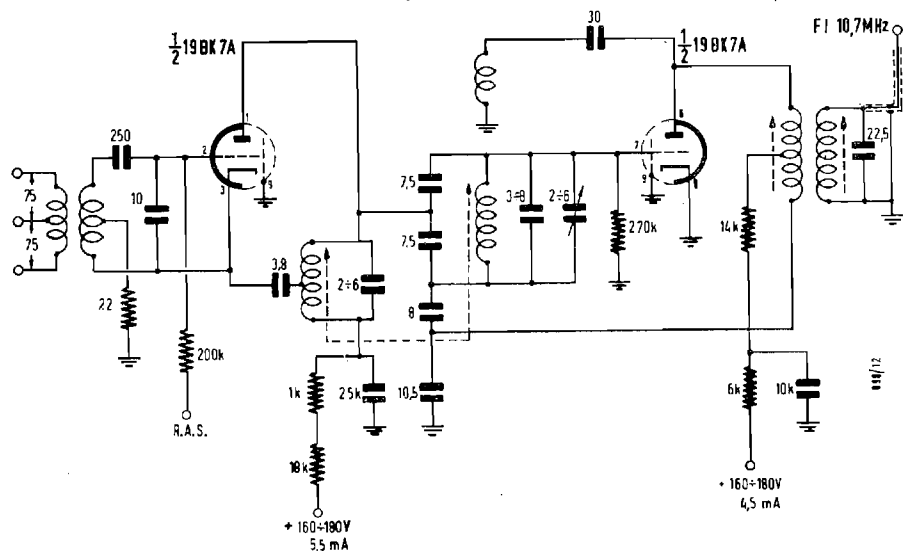


Fig. 4 - Gruppo RF per FM con doppio triodo 6/19BK7A ad accordo a permeabilità variabile (guadagno complessivo circa 215). Capacità in pF, resistenze in Ω.

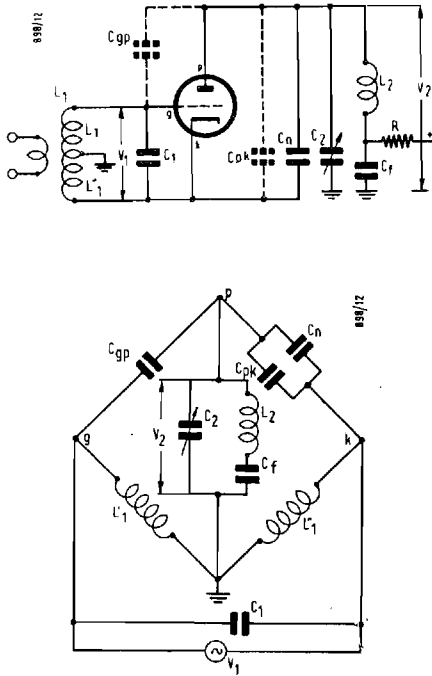


Fig. 5 - Neutralizzazione della capacità griglia-placca del triodo amplificatore RF. Sopra, circuito reale; sotto, circuito equivalente a ponte.

160 Ω , mentre per la 6/19BK7A vale circa 100 Ω . Il guadagno di antenna viene ad essere perciò inferiore all'unità e lo stadio consente quindi una debole amplificazione. D'altro canto permette una buona separazione tra i circuiti d'ingresso e di uscita, data la schermatura della griglia connessa a massa. La capacità placca-catodo, nel montaggio con griglia a massa, è infatti di soli 0,2 pF, per entrambe le valvole, contro 1,5 \div 1,8 pF della capacità griglia-anodo del montaggio con catodo a massa.

Per ottenere maggiori amplificazioni si può ricorrere quindi al montaggio misto, con segnale applicato sia in griglia sia in catodo e con neutralizzazione della capacità griglia-placca. Come appare evidente nella fig. 5 a) il punto comune ai circuiti di ingresso

e di uscita è intermedio tra griglia e catodo, ed è rappresentato dalla presa a massa sulla bobina di ingresso. Collocando opportunamente questa presa, ed agendo eventualmente sulle capacità interelettrodiche che possono essere aumentate con l'aggiunta di condensatori fissi o regolabili di neutralizzazione, è possibile fare in modo che il ponte della fig. 5 b) sia messo in equilibrio, per es., per la frequenza centrale della banda RF/FM. In queste condizioni se V_1 è la tensione ai capi della bobina di ingresso L_1 , nulla sarà, per la frequenza di equilibrio, la tensione V_2 trasferita, tramite le capacità parassite del circuito, ai capi della bobina di uscita L_2 .

Il circuito ad ingresso misto è realizzato praticamente nel circuito di fig. 4. Di esso esistono molteplici varianti, una delle quali si può riconoscere nello schema di fig. 3 in cui manca il condensatore di neutralizzazione C_n mentre viene fatto uso di una induttanza di neutralizzazione L_3 ; il ponte di equilibrio assume una configurazione leggermente variata ma il principio è il medesimo.

Con gli stadi a RF ad ingresso misto l'impedenza di entrata del tubo viene alquanto aumentata rispetto al valore $1/G_m$ della configurazione con griglia a massa, essendo una combinazione di questa con l'impedenza di ingresso della configurazione con catodo a massa, che è dell'ordine di parecchie centinaia di ohm. Ne consegue un minore smorzamento del circuito d'ingresso ed una più elevata amplificazione.

Va infine notato che l'uso del triodo come valvola amplificatrice RF offre vantaggi per il suo basso fruscio. In FM i problemi di fruscio sono meno importanti che in altre tecniche in quanto il fruscio interviene sul segnale in massima parte come modulazione di ampiezza e, di conseguenza, i circuiti limitatori eventuali e quelli rivelatori del tipo a rapporto, normalmente usati, garantiscono, con una buona reiezione della AM, anche un elevato rapporto segnale-disturbo. Tut-

tavia è buona norma contenere il disturbo nel punto dove esso esercita il massimo effetto, cioè in presenza di segnale debole, nel circuito di ingresso. La valvola 6/19BK7A è particolarmente consigliata per il suo basso soffio.

3. - STADIO CONVERTITORE CON TRIODO AUTOECCITATO.

La sezione triodo che rimane disponibile dopo aver effettuato l'amplificazione a RF con una unità del doppio triodo 12AT7 o 6/19BK7A viene utilmente sfruttata per la conversione di frequenza, dalla cui buona riuscita dipende il rendimento della testina e che merita quindi di essere approfondita.

Con un solo triodo, la conversione non può essere altrimenti attuata che applicando i segnali di RF e dell'oscillatore locale contemporaneamente sulla griglia del triodo «autoeccitato» cioè capace anche di funzionare come oscillatore per generare la frequenza locale FL da mescolare con la radiofrequenza RF. Gli schemi pratici delle fig. 1, 2, 3 e 4 utilizzano appunto una sezione di 12AT7 o di 6/19BK7A in questa funzione. In fig. 6 si danno gli schemi di principio dei circuiti delle figure 1 e 3, ad accordo con condensatore variabile, che qui verranno esaminati in dettaglio, rimandando ad altra occasione l'analogo studio dei circuiti di fig. 2 e 4 ad accordo con induttanza variabile.

La tensione a radio frequenza, proveniente da uno stadio amplificatore, è iniettata in griglia del triodo convertitore attraverso un accoppiamento capacitivo (C_g o C_m) tra due prese sulle bobine L_1 (di accordo a RF) ed L_2 (di reazione dell'oscillatore), scelte opportunamente per il più conveniente adattamento tra le impedenze dei circuiti di uscita a RF e di ingresso del convertitore.

Alla medesima griglia è presente la tensione oscillante alla FL in quanto i circuiti di griglia e di placca del triodo sono accoppiati tra loro per costi-

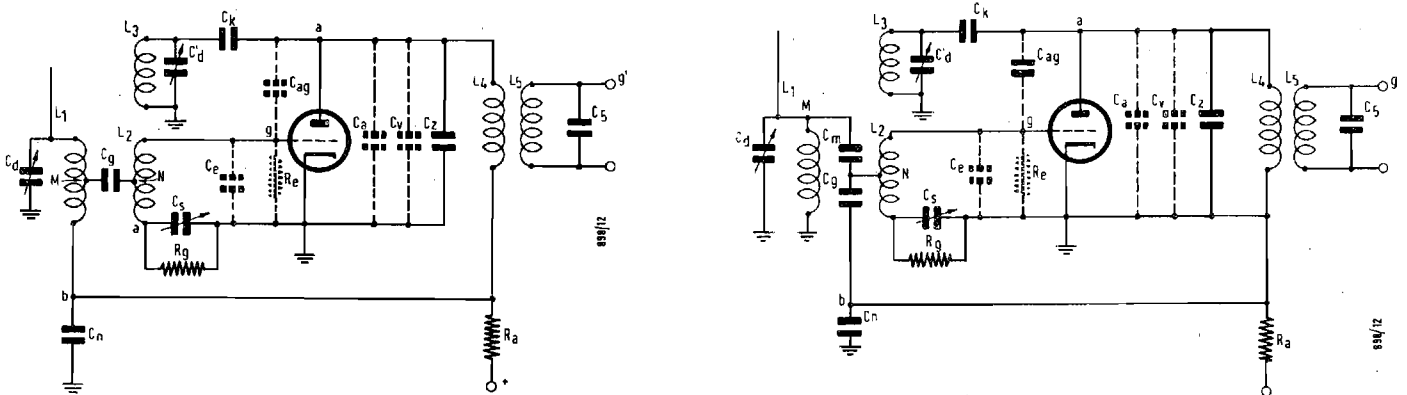


Fig. 6 - Circuito autoscillatore-mescolatore con triodo, con compensazione dello smorzamento introdotto dal triodo nel circuito di uscita a FI e neutralizzazione del trasferimento di tensione a FL nei circuiti di aereo. A sinistra: Fig. 6 M - Con iniezione della tensione a FI di reazione nel punto M. A destra: Fig. 6 N - Con iniezione della tensione a FI di reazione nel punto N. I componenti del circuito sono riportati con la loro funzione nella Tabella I.

Tabella I - Componenti del circuito di fig. 6

FUNZIONE	
C_d	Condensatore variabile del circuito sintonizzato sulla RF dello stadio preamplificatore a RF.
C'_d	Condensatore variabile del circuito a frequenza locale dell'oscillatore.
C_g	Condensatore di griglia (forma il gruppo di rivelazione con C_s , C_e ed R_g).
C_m	Condensatore di accoppiamento.
C_k	Condensatore di blocco della tensione continua anodica dell'oscillatore e di accordo, con C_z , C_a , C_v , C_4 e la bobina L_4 , sulla frequenza intermedia.
C_e	Componente capacitiva della impedenza d'ingresso del triodo convertitore
C_a	Capacità di uscita del triodo convertitore.
C_v	Capacità distribuita dei collegamenti e del portazoccolo.
C_z	Capacità aggiuntiva (facoltativa) di accordo alla frequenza intermedia.
C_4	Capacità distribuita propria dell'induttanza L_4 (trascurabile).
C_s	Compensatore per la soppressione del trasferimento verso i circuiti a RF della tensione dell'oscillatore locale.
C_n	Condensatore di compensazione dello smorzamento del circuito anodico dovuto alla resistenza interna del tubo convertitore.
R_g	Resistore di griglia del tubo convertitore.
R_a	Resistore di alimentazione anodica dello stadio amplificatore RF e del convertitore.
R_e	Componente resistiva della impedenza d'ingresso del triodo convertitore
C_{ag}	Capacità griglia-anodo del tubo convertitore.

tuire un normale oscillatore Hartley, con circuito accordato in placca.

La frequenza intermedia (FI) risultante dal battimento tra la RF e la FL è ricavata facendo risuonare alla frequenza intermedia l'induttanza L_4 (primario di un trasformatore filtro di banda alla FI) con il condensatore C_k e le capacità di uscita e distribuite della valvola. La bobina L_4 funziona come impedenza di arresto per la RF. Per un maggiore chiarimento la figura 7 a) ripete la figura 6M mettendo in risalto nella parte a tratto continuo il percorso delle tensioni a RF. La figura 7 b) mette in rilievo il percorso della tensione a FL, mentre la figura 7 c) precisa i circuiti a FI.

Si osserva soltanto che, per la FI, le bobine $L_1 - L_2 - L_3$, facenti parte di circuiti accordati a frequenze molto più alte sono praticamente dei corti circuiti.

Allo scopo di evitare il trasferimento di una tensione alla frequenza dell'oscillatore locale al circuito RF e quindi l'irradiazione in antenna, è necessario che la tensione a FL sia la più piccola possibile nel punto N dei circuiti delle figure 6M e 6N. Questi circuiti ottengono appunto la neutralizzazione dell'irradiazione dell'oscillatore locale attraverso la regolazione del compensatore C_s fino ad ottenere tensione a FL minima tra i punti N e massa. In figura 7 d) è indicato in dettaglio il circuito in griglia del triodo, da cui è facile vedere che la bobina di accoppiamento e di reazione L_2 , il condensatore regolabile C_s , il resistore di polarizzazione R_g , la capacità di ingresso del triodo C_e (shuntata dalla componente resistiva R_e della impe-

denza di ingresso del triodo stesso) costituiscono un punto di cui il punto N e la massa sono gli estremi di una diagonale; regolando C_s si porta al minimo tra N e massa la tensione FL.

A tale scopo è utile la presenza del resistore R_g per compensare l'effetto della componente resistiva della impedenza di ingresso del triodo in parallelo a C_e .

4. - RIDUZIONE DELL'IRRADIAZIONE DELLA FL IN ANTENNA.

La FL non viene irradiata verso i circuiti di aereo e quindi in antenna quando il ponte di fig. 7 d) è in equilibrio, cioè è nulla la tensione a FL tra il punto N, di iniezione della RF, e massa.

Trascurando le resistenze R_e ed R_g il cui valore, alla FL, è molto più grande della reattanza dei condensatori C_e e C_s , il dimensionamento di massima di C_s è dato da:

$$C_s = \frac{K'}{K''} C_e$$

Poichè, di solito, $K'/K'' = 1$, essendo N il centro di L_2 risulta:

$$C_s \approx C_e$$

In pratica si usa per C_s un condensatore regolabile.

5. - COMPENSAZIONE DELLO SMORZAMENTO DI USCITA DEL TRIODO CONVERTITORE AUTO-OSCILLANTE.

Accanto al vantaggio di un basso livello di rumore il triodo ha l'incon-

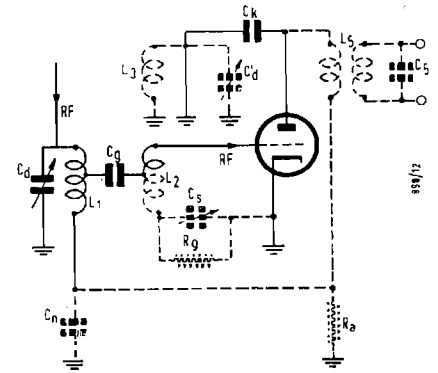


Fig. 7 a) - Circuito di fig. 6M in cui è rappresentato a tratto pieno il percorso delle correnti a RF.

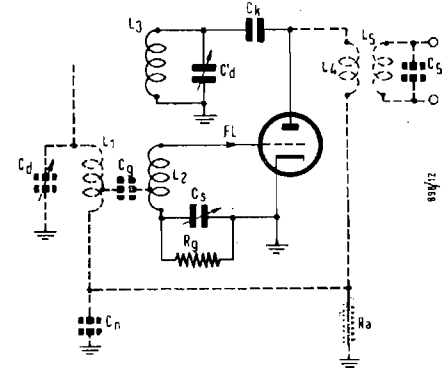


Fig. 7 b) - Circuito di fig. 6M in cui è rappresentato a tratto pieno il percorso delle correnti a FL.

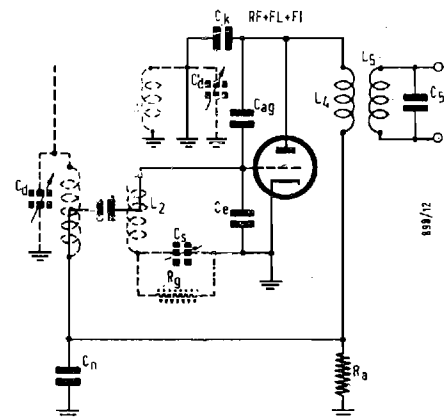


Fig. 7 c) - Circuito di fig. 6M in cui è rappresentato a tratto pieno il percorso delle correnti a FI.

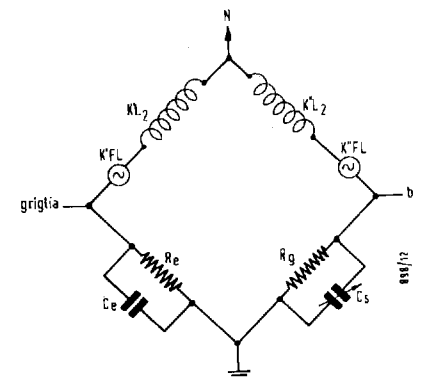


Fig. 7 d) - Particolare dei circuiti di fig. 6. Circuito in griglia del triodo. Rete di soppressione del trasferimento della FI ai circuiti di aereo.

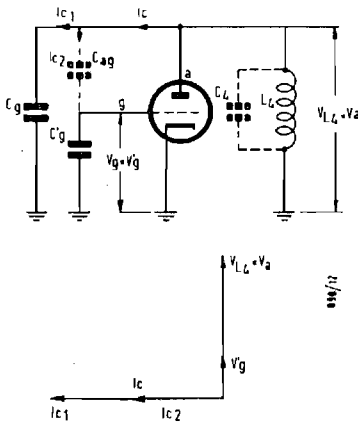


Fig. 8 - Rappresentazione degli schemi di figura 6 per la frequenza intermedia nel caso in cui C_n sia un by-pass perfetto (sono trascurate le induttanze parassite).

$$C_y = C_k + C_a + C_v + C_z$$

$$C_g = C_s + C_e + C_g = C_w + C_g$$

veniente di un grande smorzamento di uscita con conseguente sensibile riduzione del guadagno e della selettività.

Sono stati quindi studiati circuiti di compensazione a ponte per mezzo dei quali è stato possibile elevare la resistenza dinamica apparente di questi triodi a circa $50 \div 100 \text{ k}\Omega$, valori questi che normalmente competono ai pentodi; il triodo presenta invece per suo conto, come carico al circuito di uscita, una resistenza interna R_i che

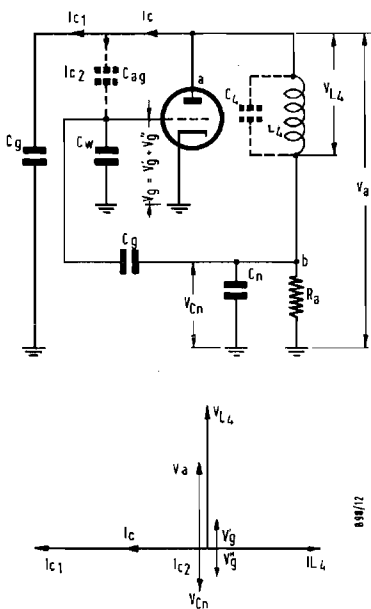


Fig. 9 - Rappresentazione degli schemi di figura 6 per la frequenza intermedia nel caso in cui C_n non sia un by-pass perfetto, ma presenti una reattanza determinata (sono trascurate le induttanze parassite).

$$C_y = C_k + C_a + C_v + C_z$$

$$C_w = C_s + C_e$$

$$Z_{(R_i)} \gg Z_{(C_n)} \text{ alla FI}$$

$$Z_{(C_n)} < Z \left(\frac{C_g C_w}{C_g + C_w} \right) \text{ alla FI}$$

$$Z_{(L_i)} \gg Z_{(C_n)} \text{ alla FI}$$

è dell'ordine di $5 \div 20 \text{ k}\Omega$: per la 12AT7 la R_i è di 1100Ω circa, per la 6BK7A di 5000Ω .

Inoltre, senza i particolari accorgimenti segnalati, la elevata capacità griglia-placca riporta in griglia del triodo stesso una frazione della tensione d'uscita a frequenza intermedia, in fase con quella utile in placca e tale quindi da ridurre ulteriormente il guadagno. Tutto andrebbe quindi come se la resistenza interna del triodo fosse ancora più piccola e caricasse ancor più il filtro di banda in uscita.

La situazione è illustrata qualitativamente in fig. 8, in cui gli schemi di fig. 6 sono stati semplificati riportandovi solo gli elementi che hanno importanza alla frequenza intermedia. Viene trascurato l'effetto delle induttanze parassite. Il condensatore C_n della figura 6 è supposto avere una reattanza nulla alla frequenza intermedia (by-pass totale) e come tale è stato omesso.

Si osserva dallo schema e dal diagramma vettoriale che, essendo il circuito di griglia accordato (nel caso del mescolatore) su una frequenza molto più grande di quella intermedia su cui è accordato il circuito di placca, l'effetto della capacità griglia-placca con quella totale di ingresso del triodo è tale da riportare in griglia una porzione della tensione a frequenza intermedia esattamente in fase con quella di uscita, con l'effetto di una riduzione del guadagno.

È perciò desiderabile la neutralizzazione della capacità griglia-placca per la frequenza intermedia. Essa può essere attuata nei circuiti della fig. 6 assegnando un valore determinato alla capacità C_n , la quale non deve essere un by-pass perfetto per la frequenza intermedia ma deve presentarle una reattanza sufficiente a potervi prelevare una tensione da applicare in griglia, la cui relazione di fase sia tale da neutralizzare, annullandola, quella di disturbo che vi perviene via la capacità griglia-placca.

La situazione è illustrata qualitativamente nella fig. 9. Si vede dallo schema e dal relativo diagramma vettoriale che, per effetto della tensione V_{cn} ai capi di C_n alla frequenza intermedia, una tensione V_g'' alla medesima frequenza è riportata attraverso una ulteriore partizione in griglia del triodo. La sua fase è opposta a quella di disturbo V_g' riportata dalla capacità griglia-placca. Regolando opportunamente il valore di C_n è possibile riportare in griglia del triodo la tensione V_g'' voluta. Questa può essere anche maggiore di V_g' , nel qual caso si attua anche un funzionamento dello stadio in regime di reazione controllabile, conseguendone un aumento di guadagno e di selettività.

Per ottenere risultati quantitativi si comincia a esaminare il caso del circuito di fig. 6M; con riferimento alle fig. 10, 11 e 12 che riproducono schematicamente, in circuito a ponte, lo stadio di fig. 6M, con iniezione a FI nel punto M, si possono ricavare gli

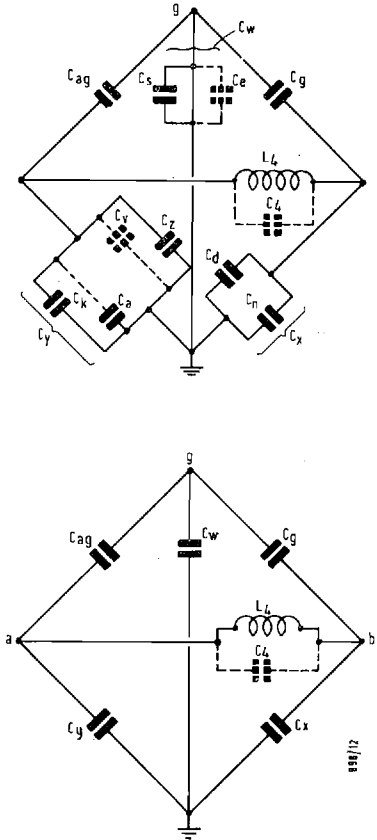


Fig. 10 - Ponte alla frequenza intermedia riprodotto il circuito di fig. 6M.

$$C_y = C_k + C_a + C_v + C_z$$

$$C_x = C_n + C_d$$

$$C_w = C_s + C_e$$

elementi per una valutazione quantitativa di C_n in funzione di un prefissato smorzamento del triodo mescolatore nel circuito di uscita (*).

Si danno i seguenti casi:

5-1. - Neutralizzazione della capacità griglia-placca.

Il ponte di fig. 10 deve essere in equilibrio, cioè tra il punto g e la massa non ci deve essere tensione a frequenza intermedia.

Ponendo:

$$C_y = C_k + C_a + C_v + C_z$$

$$C_x = C_n + C_d$$

$$C_w = C_s + C_e$$

la condizione di equilibrio è data da

$$C_x = \frac{C_y C_g}{C_{ag}}$$

Il condensatore di neutralizzazione è dato da:

$$C_n = \frac{C_v C_g}{C_{ag}} - C_d$$

5.2. - Compensazione dello smorzamento del filtro a FI

Come è evidente dalla fig. 10 se si vuole invece ottenere tra griglia e

(*) V. Ingenieur-Beilage Zur Funkschau, Januar 1955 - Dtr. Hopf, Kompensation der Ausgangsdämpfung selbstschwingender UKW - Mischtrioden.

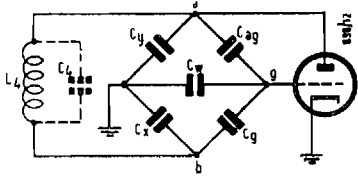


Fig. 11 - Rappresentazione corrispondente del circuito a ponte di fig. 10.

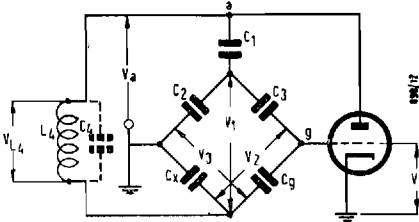
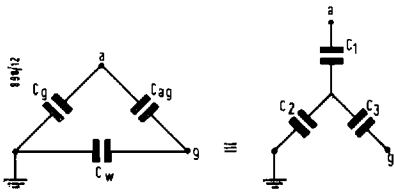


Fig. 12 - Rappresentazione equivalente degli schemi a ponte di fig. 10 e 11 in cui al triangolo delle capacità C_y , C_{ag} , C_w è stata sostituita la stella delle capacità C_1 , C_2 , C_3 .



$$C_1 = C_y + C_{ag} + \frac{C_y C_{ag}}{C_w}$$

$$C_2 = C_y + C_w + \frac{C_y C_w}{C_{ag}}$$

$$C_3 = C_w + C_{ag} + \frac{C_w C_{ag}}{C_y}$$

massa una tensione a frequenza intermedia, il ponte non deve essere più in equilibrio ed occorre perciò tenere conto di C_w .

Riferendosi per comodità di formule alla fig. 12 in cui al triangolo delle capacità C_y , C_{ag} , C_w è stata sostituita la stella C_1 , C_2 , C_3 , si calcola, per regolare il grado opportuno di smorzamento, il rapporto delle tensioni a frequenza intermedia:

$$r = \frac{V_a}{V_g} \quad [1]$$

in cui:

$$V_a = V_{L4} - V_3 \quad \text{e} \quad V_g = V_2 - V_3.$$

Facendo i conti si trova:

$$C_n = \frac{-r C_g C_y - C_g C_w}{C_g + C_w + (1-r) C_{ag}} - C_d \quad [2]$$

L'equazione generale di equilibrio per i segnali a frequenza intermedia è:

$$R_i I_{aFI} = \mu V_{gFI} + V_{aFI} = \mu V_{gFI} + r V_{gFI} = (\mu + r) V_{gFI}$$

essendo R_i = resistenza interna e μ = coeff. ampl.

La resistenza apparente diventa:

$$R_i' = \frac{V_{aFI}}{I_{aFI}} = \frac{R_i}{1 + \frac{\mu}{r}} \quad [3]$$

Scrivendo l'equazione di equilibrio del tubo in altra forma, cioè:

$$R_i I_{aFI} = \mu V_{gFI} + V_{aFI} = \mu V_{gFI} + r V_{gFI} = (\mu + r) V_{gFI}$$

si può invece considerare una conduttanza mutua apparente:

$$G'_m = \frac{I_{aFI}}{V_{gFI}} = \frac{\mu + r}{R_i} = \frac{\mu}{R_i} + \frac{r \mu}{R_i \mu} = \frac{\mu}{R_i} \left(1 + \frac{r}{\mu} \right) = G_m \left(1 + \frac{r}{\mu} \right) \quad [4]$$

Pertanto il rapporto r tra le tensioni V_{aFI} e V_{gFI} per una prefissata $R_i' = R_i$ è dato da:

$$r = - \frac{\mu}{1 - R_i/R_i'} = \frac{\mu}{(R_i/R_i') - 1} \quad [5]$$

Le espressioni generali che danno il valore del condensatore C_n di compensazione per un prefissato valore di R_i' , resistenza apparente, oppure, stabilito a priori il condensatore C_n , il valore di C_g risultano indicate in [6] e [7].

$$C_n = \frac{\frac{\mu}{1 - R_i/R_i'} C_g C_y - C_g C_w}{C_g + C_w + \left(1 + \frac{\mu}{1 - R_i/R_i'} \right) C_{ag}} - C_d \quad [6]$$

$$C_g = \frac{C_x \left[C_w + \left(1 + \frac{\mu}{1 - R_i/R_i'} \right) C_{ag} \right]}{C_y \frac{\mu}{1 - R_i/R_i'} - (C_w + C_x)} \quad [7]$$

Nel caso del circuito di fig. 6N, con iniezione della tensione di reazione a FI nel punto N, i valori dei parametri da porre nelle equazioni generali [6] e [7] per ottenere C_n o C_g diventano:

$$C_y = C_k + C_e + C_v + C_z$$

$$C_x = C_n$$

$$C_w = C_s + C_e + \frac{C_d \cdot C_m}{C_d + C_m}$$

Per il calcolo di r vale ancora la espressione [5].

6. - ESEMPIO DI CALCOLO APPLICATO AL CIRCUITO REALIZZATO CON VALVOLA 12AT7 DI CUI ALLO SCHEMA DELLA fig. 3

Il circuito è del tipo di quello di fig. 6N; allo scopo di ottenere il valore

incognito C_g , ci si serve della formula [7].

Valvola 12AT7:

$$\mu = 60$$

$$R_i = 10900 \Omega$$

$$R_i' = 6 R_i = 65400 \Omega$$

$$r = \frac{\mu}{(R_i/R_i') - 1} = -1,20 \mu = -72$$

$$C_k = 15 \text{ pF}$$

$$C_v = C_v + C_z = 1,5 \text{ pF}$$

$$C_a = 1,5 \text{ pF}$$

$$C_k + C_v + C_z + C_a \approx 18 \text{ pF}$$

$$C_e = 3,5 \text{ pF (valvola calda: 2,5 + 1,0) + 6,5 pF (collegamenti e circuiti)} \approx 10 \text{ pF}$$

$$C_s \approx 10 \text{ pF, } C_d = 5 \text{ pF (trimmer) + 18 pF (cond. variabile) + 4 pF (parassiti e valvola RF)} \approx 27 \text{ pF}$$

$$C_m = 40 \text{ pF} \quad \frac{C_m C_d}{C_m + C_d} \approx 16 \text{ pF}$$

$$C_c + C_s + \frac{C_m C_d}{C_m + C_d} \approx 36 \text{ pF}$$

$$C_n = 30 \text{ pF}$$

$$C_n + C_e + C_s + \frac{C_m C_d}{C_m + C_d} \approx 66 \text{ pF}$$

Risulta:

$$C_g \approx 6,2 \text{ pF}$$

7. - VALUTAZIONE DEI RISULTATI ANALITICI.

a) Dall'espressione [5] risulta che per $R_i' = R_i$ è $r = -\infty$. La situazione si verifica per $V_g = 0$, essendo

$$r = \frac{V_a}{V_g}$$

Per avere $V_g = 0$ è evidente, anche dalla [2], che C_n deve avere un valore infinitamente grande; praticamente basta che sia un buon by-pass per la FI.

- b) Quando $r = -\mu$ risulta $R_i' = \infty$. Sono queste le condizioni di oscillazione del sistema alla FI.
- c) Nella pratica è necessario portare il valore della resistenza apparente R_i' ad un valore circa $5 \div 7$ volte maggiore di quello reale R_i . Per-

tanto il rapporto R_i/R_i' varia tra $1/5$ ed $1/7$ ed il valore di r da circa $-1,25$ a circa $-1,15 \mu$.

Da quanto esposto risulta evidente che il circuito convertitore autoeccitato con miscelazione additiva consente di ottenere guadagni di conversione inconsueti per un triodo a bassa resistenza interna R_i . Questi guadagni dipendono oltre che dalle caratteristiche della valvola impiegata anche largamente dal grado di reazione controllata prescelto. Il progettista deve

pertanto porre molta attenzione ai componenti del circuito stabilendo strette tolleranze per quelli che determinano la reazione stessa.

In particolare è molto importante che, negli schemi di fig. 6, siano accuratamente scelti con bassa tolleranza i condensatori C_n e C_g il cui scostamento dai valori nominali calcolati produce effetti vistosi sull'amplificazione, fino a determinare l'innescio del circuito alla FI.

*