

RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

In Italia la modulazione di frequenza (FM) veniva, nel passato, adottata soltanto in apparecchiature speciali destinate a impieghi professionali, quali ad esempio: stazioni militari, ponti radio, eccetera.

Erano, queste, produzioni di piccola serie in cui il fattore economico, pur non essendo perso di vista, cedeva, per ovvie ragioni, il posto ad esigenze d'impiego di maggior importanza. In una produzione di grande serie, invece, quale è destinato ad essere un ricevitore domestico FM, i due fattori: qualità e costo assumono un valore del tutto nuovo.

Il compito dei tecnici è dunque di realizzare dei ricevitori che abbiano i requisiti necessari a sfruttare appieno i vantaggi del sistema FM, tenendone i costi ad un livello minimo.

Prima di passare ad esaminare i vari problemi riguardanti la realizzazione di detti ricevitori è bene chiarire subito le ragioni che inducono ad adottare, anche per la radiodiffusione, le onde ultra corte e la modulazione di frequenza.

Non permettendo la gamma delle onde medie, ormai satura, la scelta di nuovi canali per la diffusione di nuovi programmi sul territorio nazionale, e non potendo d'altra parte utilizzare con successo la gamma delle onde corte a causa della loro insufficiente propagazione alle brevi distanze, si doveva fatalmente ricorrere alle onde ultra corte (3 m circa).

La propagazione di queste lunghezze d'onda ha un comportamento quasi ottico e perciò il loro raggio d'azione è limitato alla linea dell'orizzonte visto dall'antenna trasmittente. Entro questa linea il campo è costante (senza evanescenze) in qualsiasi ora del giorno e della notte. E' possibile quindi, con una rete di stazioni opportunamente distribuite e di modesta potenza, assicurare il servizio su tutto il nostro paese.

Su queste lunghezze d'onda è possibile avere canali molto larghi, perciò tanto i segnali modulati in frequenza come quelli modulati in ampiezza passano totalmente senza subire apprezzabili distorsioni.

La banda passante larga rende necessariamente più sentito il problema dei disturbi.

I disturbi possono essere causati da interferenze, da fruscio o da impulsi.

Con il sistema a modulazione di ampiezza si possono escogitare dispositivi adatti a migliorare il rapporto segnale/disturbo, solo nel caso in cui i disturbi hanno carattere impulsivo. Per gli altri due casi non è possibile fare qualcosa senza introdurre delle insopportabili distorsioni.

La modulazione di frequenza, invece, permette di migliorare notevolmente il rapporto segnale/disturbo con tutte e tre i tipi di disturbo.

Quest'ultimo vantaggio e la grande economia che si realizza nella costruzione delle apparecchiature trasmettenti, inducono ad adottare di preferenza il sistema a modulazione di frequenza.

Spendiamo ancora qualche parola sul rapporto segnale/disturbo: qualsiasi disturbo modula l'onda portante tanto in ampiezza quanto in fase e quindi in frequenza.

Orbene, in un ricevitore per AM la componente disturbo dovuta alla modulazione di frequenza non interessa perchè non viene rivelata dal rivelatore, mentre la componente dovuta alla modulazione in ampiezza passerà tutta ed a parità di profondità di modulazione del segnale utile e del segnale disturbo il rapporto segnale/disturbo sarà 1.

In un ricevitore FM, ideale, è possibile sopprimere totalmente la componente disturbo dovuta alla modulazione di ampiezza, mentre è impossibile eliminare la componente disturbo dovuta alla modulazione di frequenza. Quest'ultima però è, nei confronti della componente d'ampiezza, di entità quasi trascurabile, così da poter ritenere risolto il problema qualora si eliminasse la componente d'ampiezza.

Se si immagina un'onda portante modulata al 100 % in frequenza (segnale utile) e la si fa modulare in ampiezza al 100 % da un disturbo, il rapporto segnale/disturbo che si misura all'uscita del ricevitore, allorché si faccia uso di un discriminatore bilanciato, è dato dalla seguente espressione:

$$\eta_{FM} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2N^2} + \frac{1}{3} \left(\frac{fm}{\Delta fo_{max}} \right)^2}}$$

in cui:

$$N = \frac{V_u \text{ (utile) p. mod. in freq. c. } \Delta fo_{max} \text{ (100\%)}}{V_u \text{ (disturbo) per mod. in ampiezza 100\%}}$$

$$fm = \text{massima frequenza del segnale modulante (utile)}$$

$$\Delta fo_{max} = \text{massima deviazione di } fo \text{ (portante), raggiungibile durante il ciclo di modulazione.}$$

E' facile individuare in N il fattore che definisce l'attitudine di un ricevitore a rifiutare o meno i disturbi. Infatti se N diventa uguale all'unità il ricevitore, sempre dal punto di vista soppressione dei disturbi, è cattivo, mentre se N diventa infinitamente grande il ricevitore è ottimo.

Un ricevitore ideale che porti il fattore N ad essere infinito non è, nella pratica, possibile realizzare se non a costo di spese piuttosto gravi.

Vedremo in seguito quale valore è sufficiente attribuire ad N per avere dei risultati più che soddisfacenti.

Confrontiamo, ora, due ricevitori: uno per AM ed uno per FM. Se ricevono entrambi un'onda portante modulata al 100 % tanto dal segnale utile, quanto dal segnale disturbo, avremo, nel primo, un rapporto segnale/disturbo (η_{AM}) uguale all'unità, mentre, nel secondo, avremo ciò che abbiamo già visto.

Facciamo il rapporto di questi due rapporti segnale/disturbo ed avremo un coefficiente che chiameremo di miglioramento e che designeremo con σ

$$\sigma = \frac{\eta AM}{\eta FM} = \sqrt{\frac{1}{2N^2} + \frac{1}{3} \left(\frac{fm}{\Delta f_{o \max}} \right)^2}$$

Se si dà ai vari simboli i valori d'uso, avremo, sempre per un ricevitore ideale FM:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^3} = 0,115$$

Allo scopo di migliorare ulteriormente il rapporto segnale/disturbo negli apparecchi FM è stato escogitato il sistema enfasi-deenfasi.

Questo sistema consiste nell'incrementare artificialmente al trasmettitore (enfasi) la zona alta delle frequenze acustiche secondo una curva, data da una determinata costante di tempo, per poi attenuarle (deenfasi), in ricezione, secondo la stessa determinata costante di tempo.

Con questo espediente la gamma delle frequenze acustiche utili non subisce nessuna alterazione, mentre i disturbi vengono attenuati secondo la curva di deenfasi di quella determinata costante di tempo.

Tutto ciò equivale, per le componenti disturbo, ad aver ridotto il campo delle frequenze acustiche. E precisamente, se senza deenfasi il limite superiore della gamma acustica veniva considerata la frequenza di 15 kHz, tanto per il segnale utile come per le componenti disturbo, con l'applicazione del deenfasi resta intatta la gamma per il segnale utile, mentre per le componenti disturbo questo limite viene ridotto in funzione inversa della costante di tempo.

Per una costante di tempo di 75 μ sec. come viene comunemente usata, le frequenze limiti per le componenti disturbo diventano:

- per la componente a modulazione di frequenza $f'_m = 5450$ Hz anzichè 15.000 Hz
- per la componente a modulazione di ampiezza $f''_m = 3050$ Hz anzichè 15.000 Hz.

In base a queste considerazioni, il coefficiente di miglioramento sarà:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{1}{N^2} \frac{f''_m}{f'_m} + \frac{1}{3} \left(\frac{f'_m}{\Delta f_{o \max}} \right)^2}$$

Dando a questi simboli i loro valori pratici, si avrà, per un ricevitore FM ideale:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{5450}{75 \cdot 10^3} \right)^2} = 0,042 = 4,2 \%$$

Ciò significa che a parità di condizioni di ricezione in un ricevitore FM ideale le componenti disturbo si riducono ad essere il 4,2 % di quelle di un ricevitore AM.

Premesso ciò, vediamo quali sono i problemi imposti dalla modulazione di frequenza e come risolverli.

Il primo problema da risolvere è quello di mettere a disposizione degli attuali possessori di un normale apparecchio domestico AM un qualcosa

che li ponga in grado di ricevere il terzo programma in FM.

Questo qualcosa prende il nome di « adattatore » oppure « convertitore » ed il suo compito è quello di ricevere il segnale in arrivo, modulato in frequenza, amplificarlo, demodularlo ed infine inviare il segnale di bassa frequenza (frequenza acustica), ricavato nel processo di demodulazione, alla presa fono del ricevitore normale per AM.

Un tipo di adattatore molto economico è certamente quello formato da una sola valvola funzionante in superreazione che può, dato il basso consumo anodico, essere alimentata direttamente dall'alimentatore che si trova già incorporato in tutti i ricevitori alimentati in c.a. Indubbiamente un adattatore più economico non è possibile pensarlo. Ma, purtroppo, questo tipo di adattatore permette, sì, una buona ricezione scevra di distorsioni, ma il rapporto segnale/disturbo, sempre nei confronti di un apparecchio AM, non viene per nulla migliorato.

Inoltre, il fruscio caratteristico di questo tipo di circuito, non appena si esce, anche leggermente, dalla sintonia giusta ed anche in sintonia, se il segnale non è molto forte, è molto fastidioso.

Per questi motivi non è consigliabile l'adozione di un simile apparecchio.

Accantonando questa possibilità bisogna orientarsi sulla realizzazione di un convertitore classico composto, in linea di massima, dai seguenti stadi:

- 1°) Circuiti d'entrata e stadio convertitore
- 2°) Uno o più stadi di media frequenza
- 3°) Stadio demodulatore
- 4°) Stadio alimentatore.

Prima di passare in esame i vari stadi è bene definire quali sono i risultati che si vogliono raggiungere.

Sensibilità. — La sensibilità media della bassa frequenza degli apparecchi normali per radiodiffusione in AM si aggira su 0,3 volt. Ciò significa che applicando una tensione di 0,3 volt alla frequenza di 400 Hz, sulla presa fono si ha la massima potenza d'uscita dell'apparecchio.

Inoltre, da misure pratiche eseguite nella nostra città, si sa che anche nei punti meno favoriti il campo è tale che con un'antenna costituita da un pezzo di filo lungo circa tre metri e senza particolare cura di orientamento, la tensione che si sviluppa all'entrata del ricevitore è di circa 200 μ V.

Tenuto conto di questo, l'apparecchiatura deve essere proporzionata in modo che con un segnale in antenna di 200 μ V dia, nelle massime punte di modulazione, un'uscita in bassa frequenza di 0,3 volt.

E' chiaro che con un apparecchio meno sensibile si costringe l'utente a fornirsi di un impianto di antenna esterna la cui spesa non è indifferente.

Qualità. — Il segnale debitamente modulato e presentato alla presa fono del ricevitore normale AM non dovrebbe, nel caso ideale presentare alcuna distorsione. Praticamente, però, una distorsione massima del 3 % è ammessa.

Rapporto segnale/disturbo. — Da quanto si è già detto in merito a tale rapporto, ciò che ci si può aspettare da un ricevitore ideale FM è di avere un coefficiente di miglioramento di 0,042.

Iniziamo in breve l'esame di ogni singolo stadio. Convienne iniziare con lo stadio 3°), cioè dal demodulatore, perchè in base alle sue caratteristiche si può proseguire poi nel proporzionamento del resto dell'apparecchio.

Stadio demodulatore. — Il compito di questo stadio è quello di ricevere dagli stadi precedenti di MF il segnale modulato in frequenza, e rivelarne il segnale di bassa frequenza (frequenza acustica).

I rivelatori più comunemente usati sono i seguenti:

- a) Discriminatore Foster-Seeley
- b) Rivelatore a rapporto
- c) Rivelatore a trascinamento
- d) Rivelatore di fase.

a) **Discriminatore Foster-Seeley.** — Questo tipo di discriminatore fa uso del pentodo che precede il discriminatore vero e proprio, come tubo limitatore per la soppressione della modulazione di ampiezza.

La fig. 1 ne illustra la composizione circuitale.

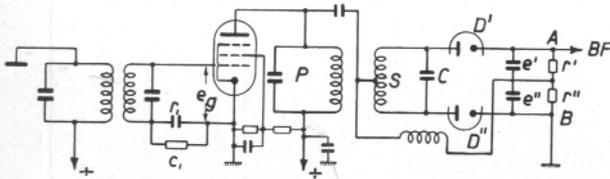


Fig. 1

Il funzionamento del circuito come rivelatore di modulazione di frequenza, si basa sullo sfruttamento della variazione di fase che avviene tra la tensione primaria e quella secondaria di un qualsiasi filtro di banda, allorchè la frequenza si sposta dal suo valore di centro sul quale il filtro di banda è accordato.

Lo schema semplificato e la rappresentazione vettoriale di fig. 2 chiariscono meglio le idee.

Nelle resistenze di carico dei diodi D' e D'' scorre una corrente raddrizzata proporzionale alle tensioni $E_{D'}$ ed $E_{D''}$ le quali differiscono in funzione degli angoli α' ed α'' .

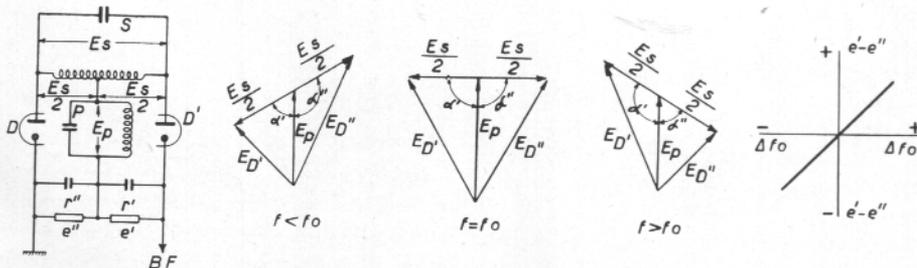


Fig. 2

Gli angoli α' ed α'' a loro volta variano in funzione del senso e dell'entità della deviazione della frequenza da quella di centro.

L'entità della deviazione di frequenza è funzione dell'intensità del segnale modulante in partenza ed il ritmo col quale avvengono queste deviazioni è il ritmo (leggi frequenza) del segnale modulante.

Le tensioni continue che si sviluppano, quindi ai capi delle resistenze r' ed r'' variano anch'esse con lo stesso ritmo e fra i punti A e B si avrà in ogni istante della pulsazione modulante una tensione uguale alla differenza delle due tensioni e' ed e''

$$E_{BF} = e' - e''$$

Questa tensione è di ampiezza proporzionale alla ampiezza del segnale modulante ed avrà la stessa frequenza. Si è riprodotto, così in arrivo, il segnale utile che in partenza aveva modulato la portante.

Calcoliamo ora la tensione di bassa frequenza E_{BF} :

$$E_{BF} = S \text{ eg } 0,9 R_m Q_m \frac{\Delta f_{o \max}}{f_o}$$

Il guadagno di stadio è:

$$\frac{E_{BF}}{eg} = S 0,9 R_m Q_m \frac{\Delta f_{o \max}}{f_o}$$

in cui:

S = pendenza del tubo

R_m = media geometrica delle resistenze equivalenti del circuito primario e secondario = $\sqrt{R_1 R_2}$

Q_m = media geometrica dei fattori di merito del circuito primario e secondario = $\sqrt{Q_1 Q_2}$

Le distorsioni del complesso sono date unicamente dalle armoniche dispari perchè il collegamento in controfase elimina le armoniche di ordine pari.

Delle armoniche dispari si può prendere in considerazione solo la 3ª perchè l'apporto di distorsione dovuto alle altre è del tutto trascurabile. Il fattore di distorsione della 3ª armonica è:

$$K_{f3} = 0,32 \left(Q_m \frac{\Delta f_{o \max}}{f_o} \right)^2$$

Per procedere al proporzionamento delle varie parti è bene partire dal fattore di distorsione ammissibile in questo stadio.

Abbiamo ammesso in partenza una distorsione totale dei circuiti di alta e media frequenza e del discriminatore, dell'ordine del 3%.

I circuiti di alta frequenza non provocano nessuna distorsione data la loro larghissima banda passante.

I circuiti di media frequenza, invece, ne possono introdurre, perciò chiamando K_{f_3MF} il fattore di distorsione degli stadi di media frequenza e K_{f_3D} quello del discriminatore avremo:

$$K_{f_3tot} = \sqrt{(K_{f_3MF})^2 + (K_{f_3D})^2}$$

Ponendo i due fattori di distorsione di egual valore avremo:

$$K_{f_3D} = K_{f_3MF} = \frac{K_{f_3tot}}{\sqrt{2}} = 0,7 K_{f_3tot}$$

Al discriminatore si ammetta dunque una distorsione:

$$K_{f_3D} = 3 \cdot 10^{-2} \cdot 0,7 = 2,1 \%$$

Con questo K_{f_3D} è definito anche il Q_m e precisamente

$$Q_m = \sqrt{\frac{K_{f_3}}{0,32} \cdot \frac{\Delta f_{o\max}}{f_o}}$$

Dando valori pratici ad f_o ed a $\Delta f_{o\max}$, che sono oggi nella maggior parte dei casi rispettivamente di 10,7 MHz e di 75 kHz, si avrà:

$$Q_m = \sqrt{\frac{2 \cdot 1 \cdot 10^{-2}}{0,32} \cdot \frac{10,7 \cdot 10^6}{75 \cdot 10^3}} = 36,6$$

Supposto il circuito primario e secondario uguali e ponendo una capacità di accordo di 30 pF si avrà:

$$R_1 = R_2 = R_m = Q_m \frac{1}{\omega c} = \\ = 36,6 \frac{1}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 18,1 \text{ kohm}$$

Se si fa uso di un valvola amplificatrice la cui pendenza è dell'ordine di $4 \frac{mA}{V}$ si può calcolare la e_g necessaria per 0,3 V. di BF:

$$e_g = \frac{E_{BF} \cdot f_o}{S \cdot 0,9 \cdot R_m \cdot \Delta f_{o\max} \cdot Q_m} \\ = \frac{0,3 \cdot 10,7 \cdot 10^6}{0,9 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 18,1 \cdot 10^{-3} \cdot 75 \cdot 10^3 \cdot 36,6} = 17,9 \text{ mV}$$

Una sensibilità del genere è molto buona, ma è possibile averla soltanto se non si tiene conto della soppressione dei disturbi in ampiezza.

Facendo lavorare il tubo come limitatore, mediante l'inserzione della falla di griglia r_{1c} , vediamo dalle curve di fig. 3 che è necessario applicare alla griglia controllo una tensione di 8 V efficaci per portarci sul punto centrale della parte piana dove si può avere una buona limitazione

A quel valore di tensione la pendenza del tubo è scesa a $0,213 \frac{mA}{V}$ perciò la tensione di BF alla uscita del discriminatore sarà:

$$E_{BF} = 0,213 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 0,9 \cdot 18,1 \cdot 10^3 \cdot 36,6 \frac{75 \cdot 10^3}{10,7 \cdot 10^6} = 7 \text{ V}$$

Questa tensione è eccessiva per pilotare gli stadi di BF che richiedono soltanto 0,3 V, perciò il 95 % circa di questa tensione rimane inutilizzabile.

Circa il rapporto segnale/disturbo, questo tipo di discriminazione con l'ausilio del tubo limitatore, pur non essendo l'ideale gli è certamente vicino. La N infatti non è infinita nel caso di modulazione d'ampiezza del 100 % ma è comunque di un valore così elevato da permettere di ritenere nella pratica il coefficiente di miglioramento uguale all'ideale 4,2 %.

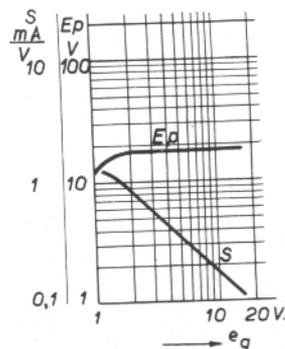


Fig. 3

b) *Rivelatore a rapporto.* — La caratteristica peculiare di questo tipo di rivelatore consiste nell'assegnare il compito del limitatore ai circuiti che lo compongono anziché al tubo pilota. La fig. 4 ne mostra il circuito tipico.

Come rivelatore si basa sullo stesso principio del discriminatore precedentemente descritto.

I due diodi anziché essere in parallelo, come nel discriminatore precedente, sono in serie, perciò le resistenze r' ed r'' sono attraversate dalla corrente comune ai due diodi e la tensione continua che si sviluppa fra i punti A e B polarizza in modo uguale entrambi i diodi.

Le tensioni alternate $E_{D'}$ ed $E_{D''}$, applicate ai diodi, è la somma vettoriale di E_1 ed $\frac{E_s}{2}$.

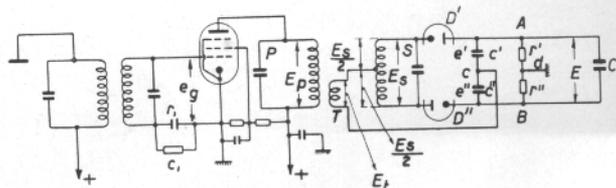


Fig. 4

Le tensioni continue e' ed e'' che si sviluppano i capi dei condensatori c' e c'' sono funzione di $E_{D'}$ ed $E_{D''}$. La somma di e' ed e'' , è, in ogni istante, uguale ad E (tensione continua fra i punti A e B).

La tensione di bassa frequenza la si ricava fra i punti c e d . Le resistenze r' ed r'' sono uguali fra loro e la tensione fra i punti $c-d$ sarà:

$$e_{cd} = E_{BF} = \frac{E}{2} \quad e'' = e' - \frac{E}{2}$$

$$E = e'' + e' \text{ perciò } E_{BF} = \frac{e'' + e'}{2} - e''$$

$$= e' - \frac{e'' + e'}{2} \text{ da cui } E_{BF} = \frac{e' - e''}{2}$$

Come discriminatore puro e semplice, come si vede, ha una sensibilità metà di quella del discriminatore Foster-Seeley.

La limitazione in ampiezza viene ottenuta stabilizzando, per mezzo del condensatore C , la tensione continua ai capi delle resistenze r' ed r'' , cioè la polarizzazione dei due diodi

La costante di tempo ($r' + r''$) C deve essere tale da stabilizzare la tensione somma di $e' + e''$ anche alla frequenza più bassa della gamma acustica. Il valore di questa costante di tempo è, nella pratica, di 0,2 secondi.

Lo stabilizzare la polarizzazione dei diodi, fa sì che il carico per i circuiti ad essi collegati non rimane costante al variare dell'ampiezza del segnale ricevuto, ma si modifica proporzionalmente all'ampiezza del segnale stesso.

Queste variazioni di carico del circuito S e del circuito P , tramite l'avvolgimento terziario, modificano le resistenze equivalenti di questi circuiti con legge inversamente proporzionale alle variazioni di ampiezza dei segnali in arrivo, limitandone in tal modo l'entità della variazione.

È evidente che questo tipo di limitazione non è ideale, pur tuttavia ai fini pratici è più che sufficiente. Basta, infatti, assegnare ad N un valore di 12,6 perchè il coefficiente di miglioramento peggiori soltanto del 40%, portandosi cioè da 4,2% a 6% circa.

La fig. 5 mostra risultati raggiunti anche in produzione di grande serie.

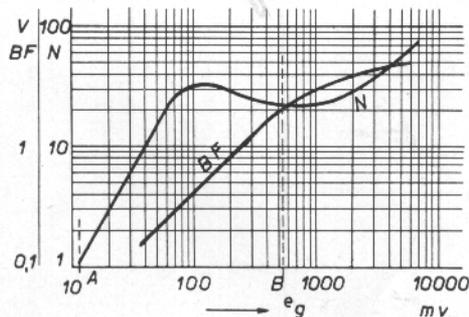


Fig. 5

La curva « N » rappresenta la variazione di N in funzione della tensione eg di entrata, mentre la curva « B_F » rappresenta la tensione di B_F all'uscita del rivelatore in funzione della stessa tensione eg di entrata.

L'andamento della curva « N » compresa nell'intervallo $A \div B$ è affidato unicamente al limitatore d'anzì descritto, mentre il resto della curva, oltre il punto B , è affidato all'azione combinata dello stesso limitatore e del funzionamento del tubo pilo-

ta anch'esso come limitatore. È facile vedere che con questo sistema la sensibilità iniziale del complesso è stata di gran lunga migliorata. Infatti dagli otto volt del tipo precedentemente esaminato si è passato a 70 mV.

Da queste curve si rileva:

sensibilità: 70 mV d'entrata per 0,3 V. d'uscita

limitazione: $N = 25$ per 70 mV d'entrata.

Con $N = 25$ il coefficiente di miglioramento è:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{1}{25^2} \frac{3050}{5450} + \frac{1}{3} \left(\frac{5450}{75000} \right)^2} = 4,7\%$$

Circa la distorsione vale quanto si è già detto per il discriminatore Foster-Seeley.

Riassumiamo:

sensibilità: 70 mV d'entrata per 0,3 V d'uscita

distorsione: 2,1%

σ : 4,7%

c) *Rivelatore a trascinamento.* — Questo rivelatore, il cui circuito di principio è mostrato in fig. 6 differisce in modo notevole dai due tipi finora esaminati.

Il principio su cui si basa è quello di far variare il valore medio della corrente anodica di un tubo in funzione delle deviazioni di frequenza della portante dal suo valore di centro f_0 , applicata alla griglia di entrata g_3 .

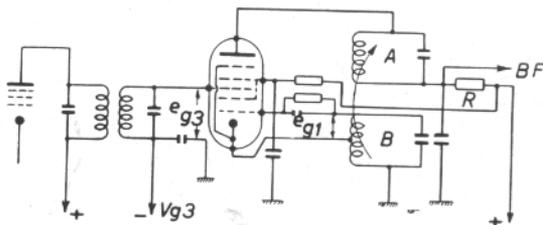


Fig. 6

Il circuito adottato per la realizzazione di questo principio è composto da un oscillatore in classe C molto spinto (circuito B funzionante sulla stessa frequenza di centro f_0 del segnale da ricevere applicato alla griglia controllo g_3).

Al circuito B è accoppiato il circuito A , anche esso accordato sulla frequenza f_0 di centro.

I due circuiti formano un filtro di banda e le loro tensioni sono, per la frequenza di centro, in quadratura. La tensione eg_3 è in opposizione con la tensione del circuito A perciò in quadratura anch'essa con la tensione eg_1 del circuito B .

Il grado di accoppiamento di questi due circuiti è tale da far sì che il circuito A agganci il circuito B trascinandone la frequenza. Vedremo più avanti come ciò avviene.

Quando la frequenza della tensione eg_3 è quella di centro, gli impulsi di corrente anodica dovuti ad eg_1 hanno la stessa ampiezza di quando ad eg_3 non viene applicata nessuna tensione. Ciò è dovuto al fatto che nell'istante in cui eg_1 raggiunge il suo massimo positivo la eg_3 passa per lo zero, e per i valori di eg_1 attorno al massimo, l'impulso viene aumentato e diminuito dalla eg_3 dello stesso quantitativo lasciando così invariato il suo valore medio.

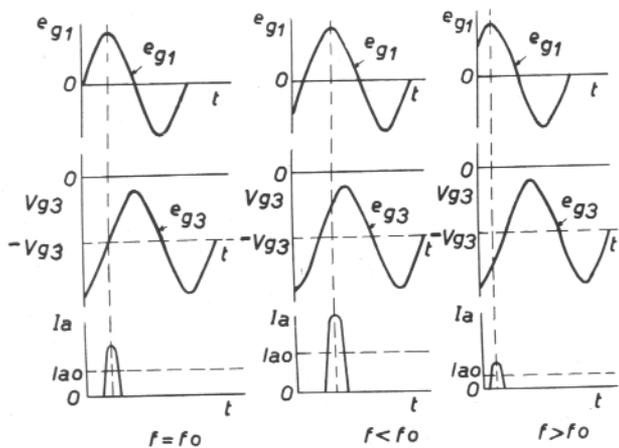


Fig. 7

La fig. 7 mostra le fasi delle varie tensioni in gioco e l'andamento degli impulsi di corrente anodica in funzione degli spostamenti di frequenza. Allorquando la frequenza della tensione eg_3 si sposta dalla frequenza di centro, le tensioni eg_3 ed eg_1 non sono più in quadratura. In conseguenza di ciò l'impulso anodico subisce un aumento od una diminuzione a seconda della direzione e dell'entità della variazione della frequenza f_0 di centro. Questo aumento o diminuzione dell'impulso anodico reagendo tramite il circuito A, sul circuito B, fa variare la frequenza generata da quest'ultimo fino a farla coincidere nuovamente con quella di eg_3 .

La eg_3 e la eg_1 avranno così sempre la stessa frequenza. Il sincronismo avviene, proprio soltanto, perchè ad ogni determinata Δf_0 della tensione eg_3 corrisponde una determinata ΔI_a e solamente quella determinata ΔI_a .

Ciò significa che finchè vi è sincronismo la variazione degli impulsi di corrente anodica non dipende dal valore dell'ampiezza della tensione eg_3 ma unicamente dalla sua Δf_0 .

Il valore medio della corrente anodica varia in funzione dell'ampiezza degli impulsi, perciò anch'essa varia in funzione di Δf_0 .

La fig. 8 mostra come a parità di Δf_0 l'ampiezza della tensione eg_3 non abbia nessuna influenza sul valore dell'impulso di corrente anodica.

Le variazioni del valore medio di corrente anodica vengono raccolte sulla resistenza R posta sul

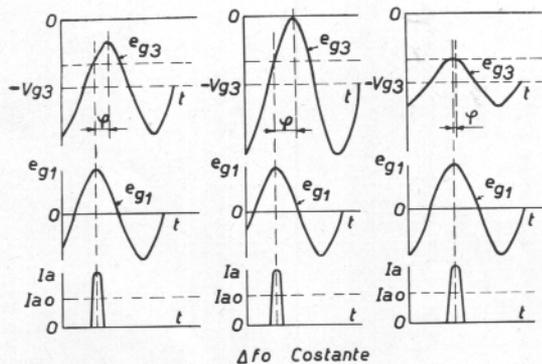


Fig. 8

circuito anodico ed inviate agli stadi di bassa frequenza.

Dalla fig. 8 rileviamo che se la tensione eg_3 scende al disotto del valore minimo necessario per far variare l'impulso di quel tanto che occorre per mantenere il sincronismo, tutto il complesso non può funzionare correttamente.

Per non avere distorsioni è necessario che l'impulso abbia una durata breve ed è sufficiente che sia inferiore ad $\frac{1}{4}$ di periodo. La soglia di funzionamento di questo tipo di discriminatore è, per le valvole normali, dell'ordine di 0,5 V. Al disotto di questo valore di tensione non vi è sincronismo, perciò le variazioni di corrente anodica non sono più proporzionali alle variazioni di frequenza. Ne nascono quindi distorsioni tanto grandi da non potersi accettare.

Per la tensione di soglia di 0,5 V si ha un'uscita di BF di circa 6 V. Anche qui il 95% circa della uscita non viene utilizzata.

d) *Rivelatore di fase.* — Questo tipo di rivelatore non usa una valvola comune, ma una valvola speciale appositamente progettata per questa funzione.

Questa valvola ha due griglie controllo e le cose sono fatte in modo che la corrente anodica scorre solo quando le due griglie superano entrambe, nel senso positivo, la tensione di interdizione. Il massimo valore di corrente anodica è limitato dalla bassa tensione fissa applicata alle tre griglie schermo (circa 20 V) ed alla tensione fissa della prima griglia.

La fig. 9 mostra il circuito tipo di questo nuovo rivelatore.

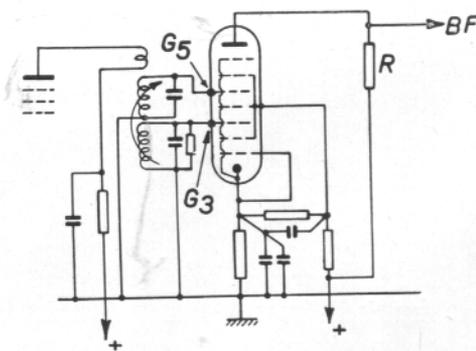


Fig. 9

Le griglie controllo G_3 e G_5 , come si vede in figura, hanno una polarizzazione fissa sufficiente, in assenza di segnale, a bloccare la corrente anodica.

Queste due griglie sono collegate a due circuiti accordati sulla frequenza di centro ed accoppiate fra loro in modo da formare un filtro di banda. Le tensioni eg_3 ed eg_5 sono, alla frequenza di centro, in quadratura. La loro fase si modifica allorquando la frequenza ricevuta si sposta dal suo valore di centro f_0 .

Il variare della fase comporta una variazione del tempo durante il quale scorre la corrente anodica.

La fig. 10 mostra chiaramente come avvengono le cose.

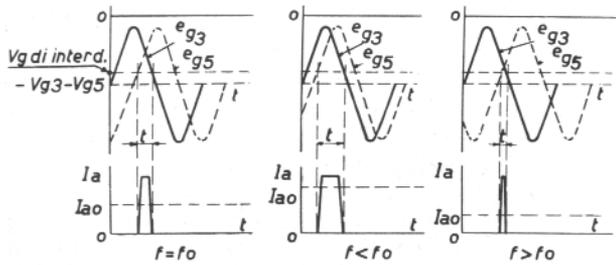


Fig. 10

Come si vede nella figura, l'impulso di corrente anodica ha un'ampiezza costante dovuta appunto alla limitazione dianzi accennata, mentre la larghezza varia in funzione del tempo t . Di conseguenza anche il valore medio I_{a0} varia in funzione del tempo t , il quale tempo t varia in funzione dello spostamento di fase, il quale spostamento di fase, a sua volta, è funzione di Δf_0 .

Le variazioni di I_{a0} vengono raccolte sulla resistenza R in placca ed inviate agli stadi di BF.

Questo sistema ha anch'esso una soglia di funzionamento che è data precisamente dal valore di eg_3 ed eg_5 , necessari perchè nell'intervallo t l'impulso di corrente anodica raggiunga il suo valore massimo.

Al disotto di questo valore, che chiameremo di soglia, gli impulsi di corrente anodica non sono funzione solo di Δf_0 , ma anche dell'ampiezza di eg_3 ed eg_5 , il funzionamento non è corretto e dà luogo ad insopportabili distorsioni.

Per tenere la distorsione entro il $\pm 2\%$, allorché si è al disopra del valore di soglia, è necessario che la variazione di fase sia lineare con la variazione di frequenza. Perchè ciò avvenga è necessario tenere, entro limiti ristretti, la variazione di fase. Queste condizioni si raggiungono smorzando molto il circuito secondario del filtro di banda. Ciò comporta, naturalmente, una diminuzione di sensibilità del complesso. Le cose sono fatte, in pratica, in modo tale che per il valore di soglia di 6 V. si ha, all'uscita, una BF di circa 20 V.

In un convertitore, di questi 20 V. solo l'1,5% viene utilizzato.

Da questo breve esame possiamo trarre le seguenti conclusioni: dal punto di vista economico, il rivelatore più conveniente è indubbiamente il più sensibile, perchè ci permette di economizzare nella costruzione degli stadi che lo precedono.

Il più sensibile dei quattro esaminati è senz'altro il rivelatore a rapporto, il quale con soli 70 mV dà un'uscita di BF di 0,3 V. sufficienti per pilotare gli stadi di BF per la massima potenza d'uscita, ed a queste condizioni il suo coefficiente di miglioramento, pur non essendo ideale, è praticamente più che sufficiente per dare una buona eliminazione dei disturbi.

Inoltre esso non ha una tensione di soglia, perciò con segnali deboli la ricezione è sempre buona

(senza distorsioni), tutt'al più si ha per quei segnali una scarsa soppressione dei disturbi.

Questo tipo di rivelatore, dunque, permette di proporzionare il resto dell'apparecchio per 200 μ V di sensibilità, sicuri che anche con tensioni inferiori la ricezione è sempre possibile.

Con gli altri ultimi due tipi esaminati, invece, ciò non è possibile perchè appena si scende sotto il valore di soglia, le distorsioni che nascono sono tali da rendere impossibile l'ascolto. Bisognerebbe quindi aumentare la sensibilità del complesso e ciò costa. Tenendo conto di tutto ciò la scelta cade automaticamente sul rivelatore a rapporto.

Chiarito questo, passiamo al proporzionamento degli stadi precedenti il rivelatore.

Amplificatore di MF.

Usando il rivelatore a rapporto, l'amplificatore di MF può essere costituito da un solo stadio. Infatti il guadagno totale, a partire dall'antenna, dovrebbe essere:

$$\frac{70 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-6}} = 350. \text{ Si sa, per espe-}$$

rienza, che uno stadio amplificatore funzionante sulla frequenza di 10,7 Mhz (valore della MF) può guadagnare con facilità 40. Resterebbe quindi ancora un guadagno di 9 ripartito fra guadagno d'antenna e conversione. Anche quest'ultimo guadagno, come vedremo in seguito, non è difficile da ottenere.

Premesso ciò vediamo come realizzare lo stadio di MF.

Nel proporzionare questo stadio bisogna tener presente quanto segue:

- 1°) Distorsione di 3° armonica e quindi banda passante;
- 2°) Stabilità dello stadio;
- 3°) Guadagno di stadio.

Uno stadio del genere, di cui stiamo parlando, è in linea di massima costituito dai circuiti mostrati in fig. 11.

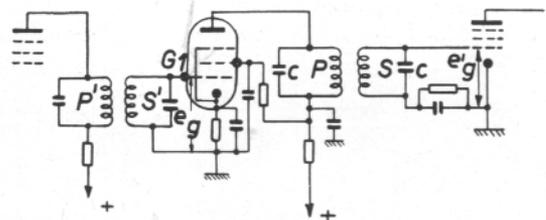


Fig. 11

Iniziamo l'esame dal coefficiente di distorsione. Abbiamo già visto in precedenza che la distorsione ammessa per gli stadi di MF è del 2%. Questa distorsione si distribuisce in parti uguali sul numero dei filtri di banda che compongono l'amplificatore.

In questo caso i filtri di banda saranno soltanto due: uno in placca ed uno in griglia del solo stadio di MF esistente. Perciò i filtri di banda che figurano in fig. 11 non devono introdurre, ognuno, una distorsione superiore all'1%.

La fig. 10 mostra chiaramente come avvengono le cose.

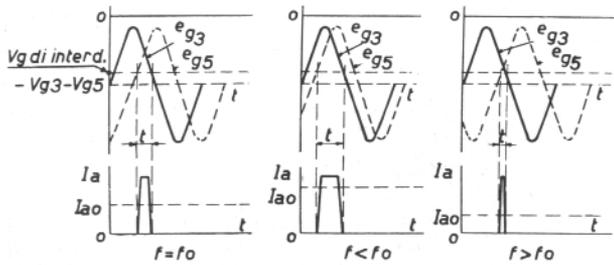


Fig. 10

Come si vede nella figura, l'impulso di corrente anodica ha un'ampiezza costante dovuta appunto alla limitazione dianzi accennata, mentre la larghezza varia in funzione del tempo t . Di conseguenza anche il valore medio I_{a0} varia in funzione del tempo t , il quale tempo t varia in funzione dello spostamento di fase, il quale spostamento di fase, a sua volta, è funzione di Δf_0 .

Le variazioni di I_{a0} vengono raccolte sulla resistenza R in placca ed inviate agli stadi di BF.

Questo sistema ha anch'esso una soglia di funzionamento che è data precisamente dal valore di eg_3 ed eg_5 , necessari perchè nell'intervallo t l'impulso di corrente anodica raggiunga il suo valore massimo.

Al disotto di questo valore, che chiameremo di soglia, gli impulsi di corrente anodica non sono funzione solo di Δf_0 , ma anche dell'ampiezza di eg_3 ed eg_5 , il funzionamento non è corretto e dà luogo ad insopportabili distorsioni.

Per tenere la distorsione entro il $\pm 2\%$, allorché si è al disopra del valore di soglia, è necessario che la variazione di fase sia lineare con la variazione di frequenza. Perchè ciò avvenga è necessario tenere, entro limiti ristretti, la variazione di fase. Queste condizioni si raggiungono smorzando molto il circuito secondario del filtro di banda. Ciò comporta, naturalmente, una diminuzione di sensibilità del complesso. Le cose sono fatte, in pratica, in modo tale che per il valore di soglia di 6 V. si ha, all'uscita, una BF di circa 20 V.

In un convertitore, di questi 20 V. solo l'1,5% viene utilizzato.

Da questo breve esame possiamo trarre le seguenti conclusioni: dal punto di vista economico, il rivelatore più conveniente è indubbiamente il più sensibile, perchè ci permette di economizzare nella costruzione degli stadi che lo precedono.

Il più sensibile dei quattro esaminati è senz'altro il rivelatore a rapporto, il quale con soli 70 mV dà un'uscita di BF di 0,3 V. sufficienti per pilotare gli stadi di BF per la massima potenza d'uscita, ed a queste condizioni il suo coefficiente di miglioramento, pur non essendo ideale, è praticamente più che sufficiente per dare una buona eliminazione dei disturbi.

Inoltre esso non ha una tensione di soglia, perciò con segnali deboli la ricezione è sempre buona

(senza distorsioni), tutt'al più si ha per quei segnali una scarsa soppressione dei disturbi.

Questo tipo di rivelatore, dunque, permette di proporzionare il resto dell'apparecchio per 200 μ V di sensibilità, sicuri che anche con tensioni inferiori la ricezione è sempre possibile.

Con gli altri ultimi due tipi esaminati, invece, ciò non è possibile perchè appena si scende sotto il valore di soglia, le distorsioni che nascono sono tali da rendere impossibile l'ascolto. Bisognerebbe quindi aumentare la sensibilità del complesso e ciò costa. Tenendo conto di tutto ciò la scelta cade automaticamente sul rivelatore a rapporto.

Chiarito questo, passiamo al proporzionamento degli stadi precedenti il rivelatore.

Amplificatore di MF.

Usando il rivelatore a rapporto, l'amplificatore di MF può essere costituito da un solo stadio. Infatti il guadagno totale, a partire dall'antenna, do-

vrebbe essere: $\frac{70 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-6}} = 350$. Si sa, per espe-

rienza, che uno stadio amplificatore funzionante sulla frequenza di 10,7 Mhz (valore della MF) può guadagnare con facilità 40. Resterebbe quindi ancora un guadagno di 9 ripartito fra guadagno d'antenna e conversione. Anche quest'ultimo guadagno, come vedremo in seguito, non è difficile da ottenere.

Premesso ciò vediamo come realizzare lo stadio di MF.

Nel proporzionare questo stadio bisogna tener presente quanto segue:

- 1°) Distorsione di 3° armonica e quindi banda passante;
- 2°) Stabilità dello stadio;
- 3°) Guadagno di stadio.

Uno stadio del genere, di cui stiamo parlando, è in linea di massima costituito dai circuiti mostrati in fig. 11.

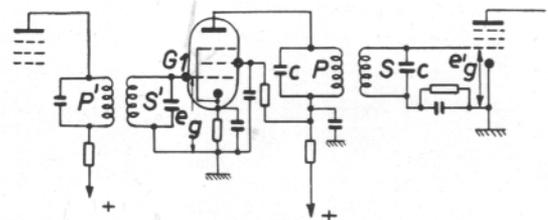


Fig. 11

Iniziamo l'esame dal coefficiente di distorsione. Abbiamo già visto in precedenza che la distorsione ammessa per gli stadi di MF è del 2%. Questa distorsione si distribuisce in parti uguali sul numero dei filtri di banda che compongono l'amplificatore.

In questo caso i filtri di banda saranno soltanto due: uno in placca ed uno in griglia del solo stadio di MF esistente. Perciò i filtri di banda che figurano in fig. 11 non devono introdurre, ognuno, una distorsione superiore all'1%.

All'accoppiamento critico, la distorsione di terza armonica è:

$$K_{f_3} = \left(Q_m \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \right)^3 \cdot \frac{\omega_{BF}}{\Delta \omega_0} \text{ da cui si ricava:}$$

$$Q_m = \sqrt[3]{K_{f_3} \frac{\Delta \omega_0}{\omega_{BF}} \frac{\omega_0}{\Delta \omega_0}}$$

per: $\Delta \omega_0 = 75 \cdot 10^3 \cdot 6,28$

$\omega_0 = 10,7 \cdot 10^6 \cdot 6,28$

$\omega_{BF} = 15 \cdot 10^3 \cdot 6,28$

$Q_m = \sqrt{Q_P Q_S}$

$$Q_m = \sqrt[3]{\frac{1}{100} \frac{6,28 \cdot 75}{6,28 \cdot 15} \frac{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 75 \cdot 10^3}} = 52,5$$

Se supponiamo di fare i due circuiti (P e S) uguali, Q_P sarà uguale a Q_S e tutti e due uguali a Q_m .

Vediamo ora quanto può essere la resistenza equivalente del circuito di placca e quello di griglia del tubo amplificatore per avere un buon grado di stabilità. Con circuiti a filtro di banda, perchè lo stadio sia stabile, cioè non oscilli, è sufficiente che:

$$R_{S'} \cdot R_P \cdot \omega_0 \cdot C_{ga} \leq 3,18$$

Per avere un buon margine di sicurezza, tenuto conto di eventuali piccoli accoppiamenti fra G_1 e placca, inevitabili nella pratica, è bene tenere questo prodotto = 0,6. In base a questo criterio, e supponendo $R_{S'} = R_P$, avremo:

$$R_P = R_{S'} = \sqrt{\frac{0,6}{\omega C_{ga} S}}$$

Dando a questi simboli il loro valore reale, scegliendo come tubo, ad esempio, una 6BA6, avremo:

$$R_P = R_{S'} = \sqrt{\frac{0,6}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 3,5 \cdot 10^{-15} \cdot 4,4 \cdot 10^{-3}}} = 24,5 \text{ kohm}$$

Ammettendo $R_P = R_{S'}$ il guadagno di stadio all'accoppiamento critico ($Q_m K = 1$) sarà:

$$\frac{e'g}{eg} = S \frac{1}{2} \sqrt{R_P R_S} = 4,4 \cdot 10^{-3} \frac{24,5 \cdot 10^3}{2} = 54$$

Questo guadagno è un po' ottimistico perchè in realtà la pendenza media di questi tubi è da ritenersi sul 15% in meno di $4,4 \cdot 10^{-3}$, perciò invece di 54 guadagneremo soltanto 46. Con ciò avremo che:

$$e_{g_1} = \frac{70 \cdot 10^{-3}}{46} = 1500 \mu V$$

La capacità di accordo dei circuiti sarà:

$$c = \frac{Q_P}{\omega_0 R_P} = \frac{52,5}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 24,5 \cdot 10^3} \cong 32 \text{ pF}$$

Sotto l'azione del controllo automatico, la capacità d'entrata del tubo varia ed in questo tipo di tubo detta variazione raggiunge facilmente 0,5 pF. Vediamo ora tale variazione quale disintonia provoca: per il nostro filtro di banda:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{2C} = \frac{0,5}{4 \cdot 32} \cong 0,39\% \cong 42 \text{ kHz}$$

Questo valore è ancora accettabile perchè nella pratica è sufficiente, per un filtro di banda, che la dissintonia stia nell'ordine di grandezza di $\frac{1}{\sqrt{2 \cdot 4 \cdot Q_m}}$ che nel nostro caso sarebbe 0,34% ca.

La banda passante del filtro di banda, intesa come intervallo di frequenza attorno ad f_0 centrale, entro il quale subiscono una attenuazione uguale od inferiore alla $\sqrt{2}$, sarà:

$$2 \Delta f_0 = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_m} = 1,41 \frac{10,7 \cdot 10^6}{52,5} = 288 \text{ kHz}$$

Visto quanto interessava vedere passiamo allo stadio precedente:

Stadio convertitore.

Il compito di questo stadio è di convertire la frequenza dell'onda portante in arrivo, in frequenza il cui valore è quello della MF per la quale i filtri di banda dell'amplificatore di MF e del discriminatore sono accordati. Questo stadio è composto, nella maggior parte dei casi, da un oscillatore locale la cui frequenza è maggiore o minore di quella in arrivo del valore della MF e da un tubo mescolatore. Il più delle volte tanto l'oscillatore quanto il mescolatore sono riuniti in un tubo unico.

Mescolando la frequenza del segnale in arrivo e la frequenza dell'oscillatore locale, nel tubo mescolatore la cui corrente anodica ha un andamento quadratico, avviene un processo di modulazione fra i cui prodotti troviamo una frequenza che è la differenza delle due frequenze, perciò di valore uguale alla media frequenza.

La fig. 12 mostra due circuiti tipici facenti uso

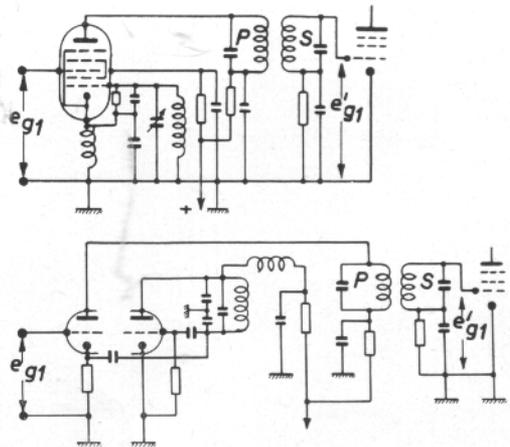


Fig. 12

di un eptodo e di un doppio triodo.

Naturalmente questi tipi di convertitori non sono gli unici, ma certamente i più usati nel campo assegnato alla FM.

Dei due, però, il più adatto è quello che fa uso del doppio triodo, perchè è più sensibile dell'eptodo e la sua resistenza equivalente di fruscio è molto bassa.

I requisiti di questo stadio devono essere:

- 1°) Bassa distorsione di 3ª armonica

2°) Alto guadagno di conversione

3°) Basso fruscio.

Circa la distorsione di 3^a armonica vale quanto è stato detto in precedenza per lo stadio amplificatore di MF, e cioè:

$$K_{f_3} = 1\% \quad Q_m = 52,5 \quad 2 \Delta f_o = 288 \text{ kHz}$$

La banda passante totale dei due filtri di banda sarà, nel nostro caso:

$$2 \Delta f_o \text{ (totale)} = \frac{f_o}{Q_m} 1,13 = 230 \text{ kHz}$$

Per il guadagno di conversione si avrà:

$$G_c = S_c \frac{1}{2} \sqrt{R_p R_s}$$

Diamo qui la pendenza di conversione S_c per tre tipi di tubo:

$$12AT7 - S_c = 0,8 \text{ mA/V}$$

$$6SN7 - S_c = 0,65 \text{ mA/V}$$

$$6BE6 - S_c = 0,35 \text{ mA/V}$$

Noi sceglieremo la 6SN7 per ragioni di prezzo e di maggior facilità di approvvigionamento.

Supponendo, allora, di usare un filtro di banda uguale a quello già esaminato nell'amplificatore di MF, avremo:

$$G_c = 0,65 \cdot 10^{-3} \frac{1}{2} 24,5 \cdot 10^3 = 8$$

La tensione da applicare sulla griglia controllo per avere 1500 μV sulla griglia dell'amplificatore di MF sarà:

$$e_{g_1} = \frac{1500}{8} = 190 \mu\text{V}$$

La resistenza equivalente di fruscio di un triodo come mescolatore è:

$$Req \cong \frac{4}{S_c}$$

Nel nostro caso avremo:

$$Req = \frac{4}{0,65} = 6,2 \text{ kohm}$$

Prima di calcolare la tensione di fruscio che si genera sulla griglia di controllo del tubo convertitore, dobbiamo proporzionare il circuito di entrata posto fra l'antenna e la griglia stessa. Questo cir-

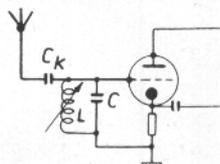


Fig. 13

cuito ha il compito di selezionare la frequenza in arrivo e, mediante opportuno accoppiamento all'antenna, adattare l'impedenza di quest'ultima a quella di entrata del tubo convertitore.

L'adattamento d'impedenza è indispensabile se si vuol ottenere il massimo guadagno d'antenna.

L'accordo del circuito d'entrata lo si può effettuare variando la capacità oppure l'induttanza.

Dal punto di vista economico la sintonia ad induttanza variabile è la più conveniente. Usando questo tipo di sintonia, l'accoppiamento all'antenna più adatto è fatto tramite un piccolo condensatore posto tra l'antenna e la griglia.

La fig. 13 mostra il circuito d'entrata ora menzionato.

Con un circuito di questo genere il guadagno di antenna è massimo quando: $R_a (1 + Q_a^2) = \omega L Q_c$ in cui: $\omega L Q_c$ = resistenza equivalente del circuito accordato di entrata caricato dall'impedenza di entrata del tubo.

R_a = resistenza d'antenna

$$Q_a = \frac{1}{\omega C_k R_a}$$

A queste condizioni il guadagno d'antenna sarà:

$$G_a = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega L Q_c}{R_a}}$$

Data la bassa impedenza d'entrata dei tubi in genere alle frequenze usate in FM (88 ÷ 102 MHz), Q_c , per quanto buono si faccia il circuito di entrata, è sempre basso.

In pratica, $\omega L Q_c$, alle frequenze più alte (punto più sfavorevole 102 Mhz) non supera i 3000 ohm.

L'antenna è normalmente, a queste frequenze, costituita da un dipolo che viene collegato all'entrata dell'apparecchio tramite un cavo coassiale oppure una linea bifilare.

La linea bifilare è la più economica ed il tipo più comunemente usato ha un'impedenza caratteristica di 300 ohm. Perciò si deve prevedere un adattamento di questa impedenza R_a di 300 ohm alla resistenza del circuito d'entrata di 3000 ohm. Il condensatore C_k che realizza questo adattamento sarà così proporzionato:

$$C_k = \frac{1}{\omega R_a \sqrt{\frac{\omega L Q_c}{R_a} - 1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 102 \cdot 10^6 \cdot 300 \sqrt{\frac{3000}{300} - 1}} = 1,7 \text{ pF}$$

Il circuito così adattato avrà un guadagno:

$$G_a = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega L Q_c}{R_a}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3000}{300}} \cong 1,6$$

Con questo guadagno la tensione necessaria in antenna, per avere 0,3 V d'uscita di BF, sarà:

$$e_a = \frac{190}{1,6} = 120 \mu\text{V}$$

In possesso di questi dati possiamo calcolare la tensione di fruscio sulla griglia di entrata. La figura 14 mostra come si distribuiscono le resistenze in cui si generano le tensioni di fruscio.

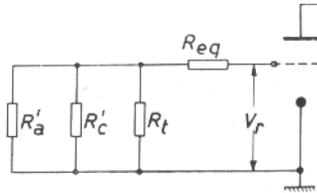


Fig. 14

Calcoliamone, ora, il valore:

$$V_r^2 = \frac{4KT\Delta f}{R'_a} \left(\frac{1}{\frac{1}{R'_a} + \frac{1}{R'_c} + \frac{1}{R_t}} \right)^2 + \frac{4KT\Delta f}{R'_c} \left(\frac{1}{\frac{1}{R'_a} + \frac{1}{R'_c} + \frac{1}{R_t}} \right)^2 + \frac{4KT_t\Delta f}{R_t} \left(\frac{1}{\frac{1}{R'_a} + \frac{1}{R'_c} + \frac{1}{R_t}} \right)^2 + 4KT\Delta f Req.$$

in cui:

- K = costante di Boltzmann = $1,37 \cdot 10^{-23}$
- T = temperatura assoluta in gradi Kelvin che per una temperatura ambiente di 27 centigradi è = 300°K
- Δf = banda passante; nel caso nostro = $10,9 \text{ kHz}$
- T_t = temperatura assoluta della resistenza R_t dovuta al tempo di transito = 5 T
- R'_a = resistenza della linea trasferita sul circuito accordato di entrata; nel caso nostro = 3 kohm
- R'_c = resistenza equivalente del circuito accordato di entrata; nel caso nostro = 6 kohm
- R_t = resistenza d'entrata del tubo dovuta al tempo di transito; nel caso nostro = 6 kohm
- Req = resistenza equivalente di fruscio del tubo; nel caso nostro = $6,2 \text{ kohm}$.

Esprimendo le resistenze in kohm, la Δf in kHz e la tensione in μV avremo:

$$V_r \cong 0,13 \sqrt{\Delta f \left[\frac{1}{R'_a} + \frac{1}{R'_c} + \frac{T_t}{R_t} \right] \left[\frac{1}{\left(\frac{1}{R'_a} + \frac{1}{R'_c} + \frac{1}{R_t} \right)^2} + Req \right]} = 0,13 \sqrt{10,9 \left[\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{5}{6} \right] \left[\frac{1}{\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{1}{6} \right)^2} + 6,2 \right]} = 1,3 \mu\text{V}$$

Dalla pratica telefonica si sa che perchè una conversazione sia intelligibile è sufficiente avere un rapporto segnale/disturbo di 5. Ora, se ammettiamo giustamente che tutto il fruscio sia localizzato soltanto su questa griglia, possiamo calcolare la tensione del segnale in arrivo sufficiente e dare all'uscita quel rapporto di 5. Con un discriminatore bilanciato, anche senza limitatore, il rapporto segnale/disturbo viene migliorato in ragione di $\sqrt{2}$, perciò:

$$V_{g \text{ min}} = \frac{5}{\sqrt{2}} \cdot 1,3 \cong 4,6 \mu\text{V}$$

In antenna invece avremo:

$$V_{a \text{ min}} = \frac{4,6}{1,6} \cong 2,9 \mu\text{V}$$

Per ciò che riguarda il fruscio, ciò significa che è possibile ricevere un segnale di $2,9 \mu\text{V}$ anche se, per un segnale così debole, il limitatore non funziona ancora.

Stadio d'alimentazione. — Questo stadio non ha caratteristiche diverse da quelli usati nei comuni ricevitori. Sarà quindi composto da un trasformatore d'alimentazione che provvede all'accensione dei filamenti, ed inoltre, con l'ausilio di una valvola raddrizzatrice, fornisce l'anodica ai vari tubi. La cellula di filtro può essere costituita da due elettrolitici da $32 \mu\text{F}$ e a una resistenza di circa 2 kohm .

Da quanto abbiamo brevemente preso in esame risulta che un convertitore classico, avente tutti i requisiti necessari per sfruttare i vantaggi del sistema FM, può essere quello rappresentato schematicamente in fig. 15 e dianzi brevemente esaminato.

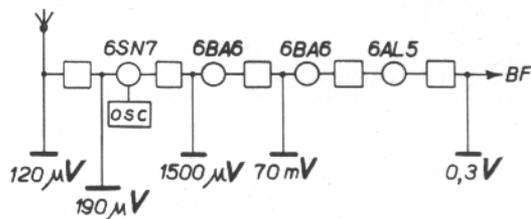


Fig. 15

La fig. 16 mostra la realizzazione del convertitore schematizzato in fig. 15.

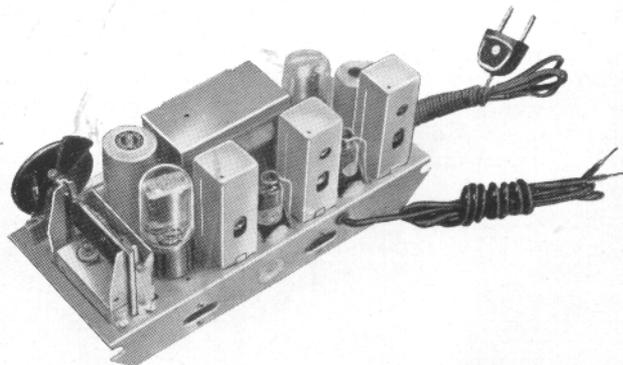


Fig. 16 - Radioconvertitore C.G.E. per ricezione in FM.

Visto, così, come risolvere i problemi qualitativi ed economici nella realizzazione di un convertitore, si può vedere come risolvere gli stessi problemi nella realizzazione di un apparecchio completo adatto a ricevere segnali modulati in ampiezza ed in frequenza.

E' evidente che un simile apparecchio dovrà necessariamente essere costituito, in linea di massima, da un apparecchio normale per AM, che ormai ben si conosce, con l'aggiunta di tutti i circuiti di alta e media frequenza e discriminatore fin qui presi in esame. Evidentemente in un apparecchio di questo genere ci si può sbizzarrire, specialmente in BF,

a fare le cose in modo di raggiungere altissimi gradi di qualità. Con gli altissimi gradi di qualità ci sono anche gli altissimi costi e perciò un apparecchio del genere non può mai essere un apparecchio di grande serie.

L'apparecchio che maggiormente interessa l'industria, perchè maggiormente richiesto, è l'apparecchio medio. Cioè quel tipo di ricevitore che, pur non avendo nulla di superlativo, ha tutte quelle qualità necessarie e sufficienti per soddisfare il gusto dei più.

Le caratteristiche di questo apparecchio sono, in linea di massima, quelle tipiche del classico cinque valvole che da tanti anni ormai tiene il mercato dei ricevitori domestici per ricezione a modulazione di ampiezza. Aggiungendo loro la gamma FM, esse dovranno necessariamente essere ritoccate. L'aggiunta di questa gamma, con la sua larga banda passante, richiede un miglioramento del responso degli stadi di bassa frequenza. Questo responso non può rimanere lo stesso tanto in AM quanto in FM, specialmente sulle frequenze alte della gamma acustica, senza andare incontro a degli sgradevoli squilibri, passando da uno all'altro sistema di modulazione.

Per ottenere gli effetti desiderati occorre avere un buon grado di controreazione. In genere un quattro di controreazione è più che sufficiente.

Bisogna aggiungere, dunque, un commutatore che provveda a modificare, di volta in volta, i circuiti di controreazione. Per la bassa frequenza non v'è altro da aggiungere che non sia di uso comune.

Per i rivelatori AM ed FM, essendo fra loro profondamente diversi, si deve realizzarli distintamente e commutare, poi, su uno o sull'altro l'entrata della BF.

Ai fini dell'economia, conviene realizzare il rivelatore a rapporto per la FM, come già abbiamo detto, ed utilizzare la griglia controllo del tubo pilota come diodo rivelatore dei segnali modulati in ampiezza. Onde evitare delle commutazioni costose e fastidiose è opportuno collegare in serie i circuiti di media frequenza FM con quelli di media frequenza AM. La notevole differenza fra i due valori di MF (AM: 468 kHz; FM: 10,7 MHz) rende possibile un collegamento del genere.

Lo stadio di MF può utilizzare lo stesso tubo amplificatore tanto per la FM quanto per l'AM ed anche qui, tanto in placca quanto in griglia, si possono mettere i circuiti accordati in serie risparmiando, così, altre commutazioni.

Il tubo convertitore, sempre ai fini economici, deve essere comune per i due tipi di modulazione, perciò non potrà essere usato un doppio triodo come abbiamo già visto per l'adattatore, perchè la sua bassa resistenza interna fa sì che, in AM, la sensibilità e la selettività risultino insufficienti.

Basta pensare, infatti, che la resistenza equivalente di un circuito accordato di MF per AM (468 kHz) si aggira sui 280 kΩ, mentre la resistenza interna di un triodo, nella migliore delle ipotesi, è circa $20 \div 30$ kohm, per capire che lo smorzamento apportato dal tubo al circuito è tale da proibirne l'uso.

Usando un pentodo, la cui resistenza interna è circa 1 Mohm, tutto allora è a posto.

Scegliendo la valvola 6BE6 il problema è risolto in modo soddisfacente. Riferendoci a quanto è stato detto in precedenza circa la pendenza di conversione di questo tubo avremo un guadagno di:

$$G_c = 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{24,5 \cdot 10^3}{2} = 4,3$$

con questo guadagno e con l'1,6 di antenna avremo, per una sensibilità di BF di 0,3 V. un'entrata di:

$$V_{ant} = \frac{1500}{4,3 \cdot 1,6} = 218 \mu V$$

In un apparecchio di questo genere però è inutile tenere la sensibilità di BF a 0,3 V. Essa può benissimo essere portata a 0,2 V.

La tensione di antenna, allora, necessaria per avere la massima potenza d'uscita, diventerà:

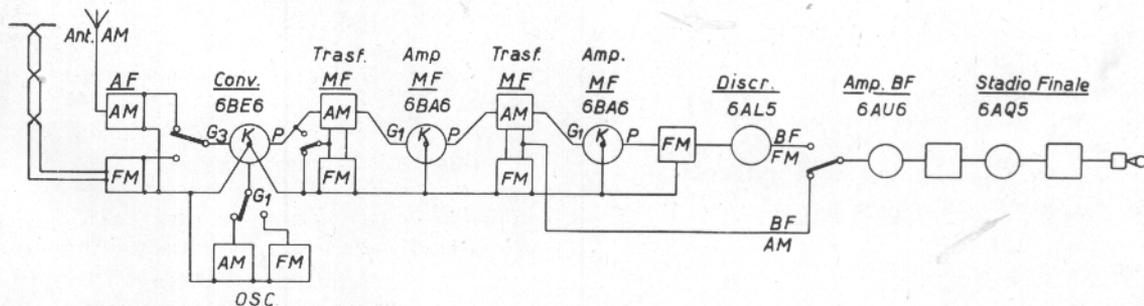
$$V_{ant} = 218 \cdot \frac{0,2}{0,3} = 145 \mu V$$

Circa il fruscio, in FM, la sua resistenza equivalente per tubo 6BE6 sarà:

$$\begin{aligned} Req &= 20 \frac{I_a \cdot (I_k - I_a)}{(I_k) S_c^2} = \\ &= 20 \frac{3 \cdot 7 \cdot 10^{-6}}{10^{-2} \cdot 0,35^2 \cdot 10^{-6}} = 345 \text{ kohm} \end{aligned}$$

La tensione di fruscio sulla griglia di entrata sarà allora:

$$V_r = 0,13 \sqrt{10,9 \left[\frac{\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{5}{6}}{\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{1}{6}\right)^2} + 345 \right]} \approx 8 \mu V$$



La tensione minima ricevibile in antenna senza limitatore sarebbe:

$$V_{a \min} = \frac{5}{\sqrt{2}} \cdot 8 \cdot \frac{1}{1,6} \cong 18 \mu\text{V}$$

E' questo un valore ancora accettabile.

bia raggiunto lo scopo di dare un'idea dei problemi tecnici ed economici fin qui affrontati e risolti, diciamo subito che per il futuro il problema più urgente per la divulgazione dei ricevitori FM è di aumentare la sensibilità fino ad eliminare, nella stragrande maggioranza dei casi, l'impianto esterno del dipolo ricevente.

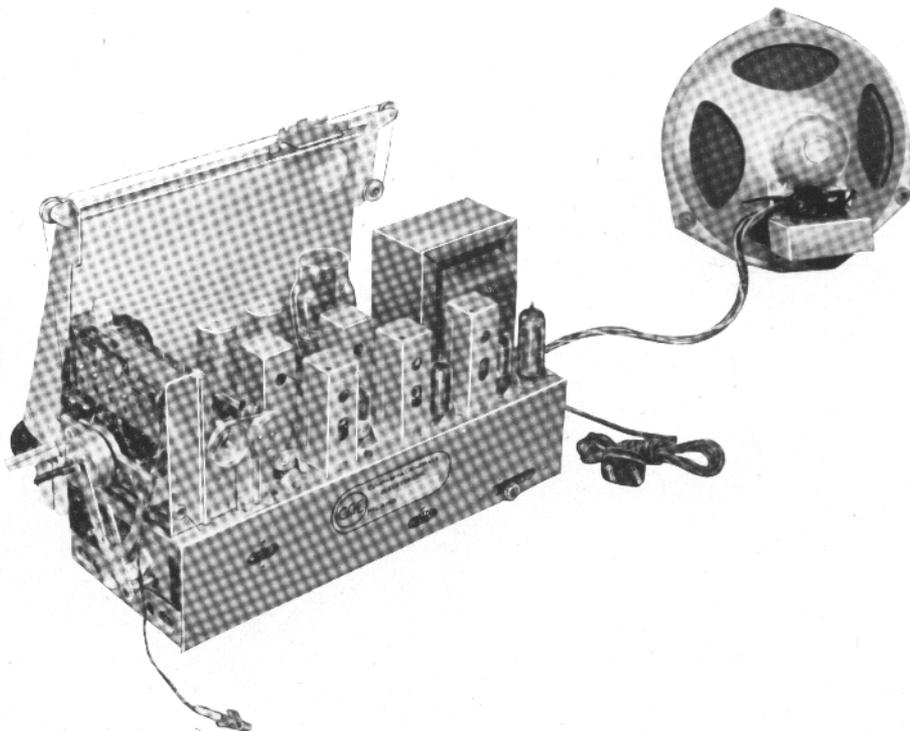


Fig. 18 - Telaio di radiorecettore C.G.E. a 11 valvole più valvola di sintonia visiva, 16 gamme d'onda in AM da 11 a 580 m ed una in FM.

La fig. 17 mostra schematicamente quanto abbiamo ora accennato sull'apparecchio, chiamiamolo così, medio.

La fig. 18, invece, mostra la realizzazione dell'apparecchio schematizzato in fig. 17.

Nella speranza che questa rapida esposizione ab-

Naturalmente il problema non sta nell'aumentare la sensibilità, il che sarebbe subito fatto, ma nell'aumentarla senza aumentare il costo dell'apparecchio.

Se ciò sarà possibile il domani ce lo dirà.

G. BASSI



Fig. 19 - Radiorecettore C.G.E. 4110 utilizzando il telaio illustrato nella figura 18.