

CAPITOLO VI

RIVELAZIONE

35. Rivelazione con diodi.

Per raddrizzare la corrente alternata fornita da un trasformatore di alimentazione si fa uso di un diodo; dopo di questo si collega un condensatore con elevato valore di capacità per ottenere la massima tensione raddrizzata e la minima componente alternativa.

La frequenza bassa della rete di alimentazione ed il piccolo valore della resistenza di carico (il radiò ricevitore da alimentare) posta in parallelo al condensatore, rendono ancor più necessario l'uso di una capacità di valore elevato.

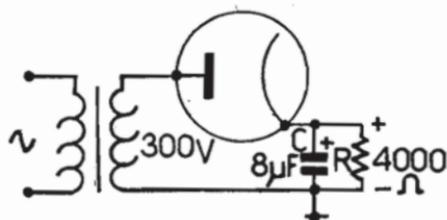


Fig. 63. - Diodo raddrizzatore per alimentazione.

Per comodità costruttiva si collega normalmente a massa il morsetto negativo, fig. 63, di un tale complesso di alimentazione.

Per la rivelazione di un'onda portante si fa uso dello stesso circuito raddrizzatore variando i valori dei componenti.

La demodulazione, comunemente chiamata rivelazione, è il processo necessario per ottenere dal segnale ricevuto dall'aereo la tensione ad audiofrequenza che lo aveva modulato, ossia il processo di liberazione della portante modulata dalla compo-

nente a radiofrequenza. Da essa risulta una tensione pulsante, di ampiezza variabile allo stesso modo dell'involuppo della portante modulata: questa tensione pulsante va a sua volta considerata come costituita da una componente continua e da una componente alternata, che è la riproduzione fedele della tensione d'uscita dell'amplificatore di modulazione del trasmettitore.

Lo schema adottato è quello di fig. 64. La tensione agli estremi del circuito oscillatorio $A B$ è costante se la portante, alla cui frequenza è accordato, non è modulata. Per comodità costruttiva l'estremo positivo della resistenza di carico R è

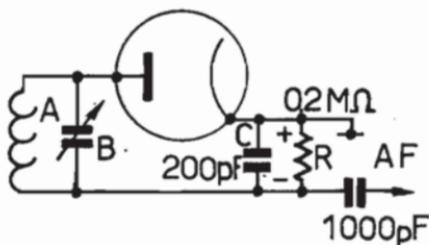


Fig. 64. — Diodo rivelatore.

collegato a massa. Il valore del condensatore C e della resistenza R , è scelto in modo da ottenere agli estremi di quest'ultima una tensione quasi uguale al valore massimo della portante, però la capacità di C è di valore tale che la tensione ai suoi morsetti può variare con la stessa rapidità con cui varia l'ampiezza della portante. Il valore della capacità di C dovrebbe essere intorno a 50 pF, ma più comunemente si adoperano condensatori di 100 a 200 pF; R è di qualche centinaio di migliaia di ohm.

Prima dell'accordo del circuito $A B$ sulla portante di una stazione non modulata, l'anodo del diodo è a tensione zero rispetto al catodo. Ad accordo effettuato ad esso sono applicate le semionde positive e negative della portante: durante quelle positive l'anodo attira elettroni che vanno a caricare C , quindi l'anodo e l'armatura inferiore di C assumono una tensione negativa, di valore quasi uguale a quello massimo.

Se la portante è di ampiezza costante, le semionde positive applicate all'anodo riescono a renderlo positivo solo con le

loro creste, e durante questi brevi tempi fanno attirare dall'anodo quel quantitativo di elettroni che è riuscito a passare in R nell'intervallo fra una semionda positiva e l'altra, fig. 65.

Se la portante è modulata alle variazioni di ampiezza, corrispondono variazioni nella tensione su C , ed infatti non appena giungono le prime onde più ampie l'anodo attira un maggiore numero di elettroni: a ciò corrisponde un immediato aumento della carica di C , quindi della sua tensione.

Se le onde diminuiscono di ampiezza le creste positive di esse non fanno più sopperire alle perdite di carico di C e la tensione su questo diminuisce finchè le creste di queste semi-onde potranno riprendere la loro funzione.

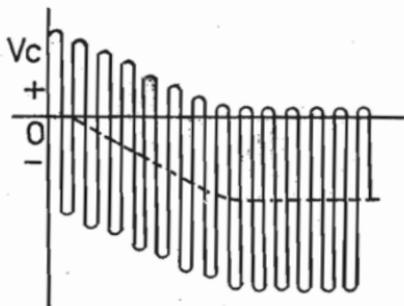


Fig. 65. — Autopolarizzazione del diodo rivelatore.

La tensione negativa pulsante che si ottiene su C applica, a mezzo di un condensatore, alla griglia di una valvola amplificatrice ad audio frequenza successiva la propria componente alternata.

36. Rivelatrice per caratteristica di griglia.

Un triodo collegato come rivelatore per caratteristica di griglia compie la doppia funzione di rivelatrice ed amplificatrice. Infatti il circuito del diodo rivelatore può essere realizzato indifferentemente con lo schema di fig. 66 a) o b), cioè spostando il gruppo resistenza capacità EF di rivelazione da un punto all'altro del circuito stesso. In fig. 66 b) si è dise-

gnato anche il collegamento che dall'anodo del diodo rivelatore deve andare alla griglia di una valvola amplificatrice successiva. Questo collegamento non è necessario nello schema del triodo rivelatore per caratteristica di griglia, fig. 67, perchè la griglia di controllo funziona contemporaneamente da anodo del diodo rivelatore e da griglia del triodo amplificatore.

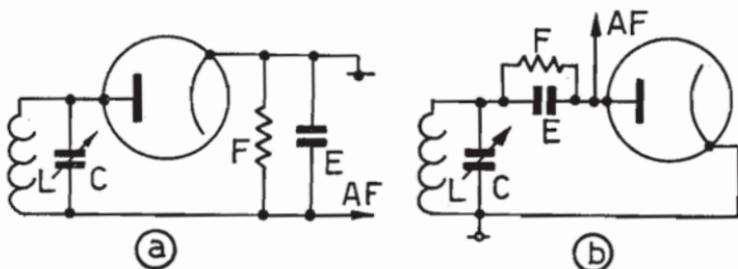


Fig. 66. - Diodo e gruppo di rivelazione.

La tensione alternata presente fra gli estremi del circuito oscillatorio LC è applicata alla griglia e al catodo della valvola, attraverso al condensatore E .

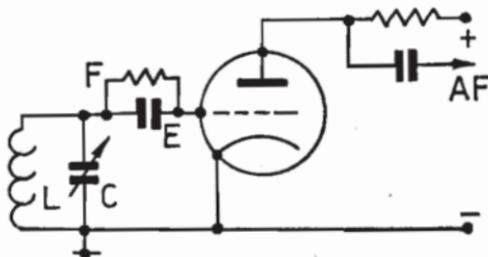


Fig. 67. - Triodo rivelatore per caratteristica di griglia.

Durante le semionde positive la griglia attira elettroni, che caricano E , e acquista una polarizzazione negativa che fa diminuire la corrente anodica dal valore I_{a0} a un valore variabile, fig. 68: la corrente anodica non si mantiene a un valore fisso in quanto essa è controllata contemporaneamente dalla tensione RF e dalla polarizzazione variabile automaticamente con la modulazione della portante.

Sull'anodo risultano così due componenti della I_a di cui quella a RF va eliminata e a tale scopo fra anodo e catodo è collegato un condensatore di fuga D di alcune centinaia di pF,

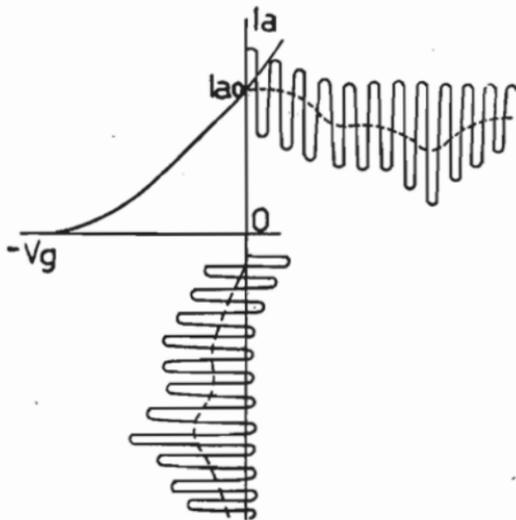


Fig. 68. - Autopolarizzazione e corrente anodica di una rivelatrice per caratteristica di griglia.

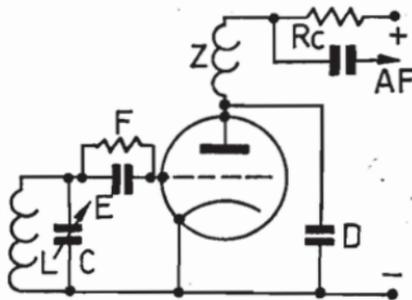


Fig. 69. - Triodo rivelatore.

fig. 69. In un circuito più completo si inserisce anche un'impedenza Z , cioè una bobina con molte spire, che facilita la fuga a massa della componente a RF attraverso al condensatore.

Il circuito rivelatore e amplificatore così costituito permette la ricezione di un trasmettitore accoppiando alla bobina L una bobina P inserita fra un aereo ricevente e la terra, e inserendo sul circuito anodico, invece della resistenza di carico R_o , una

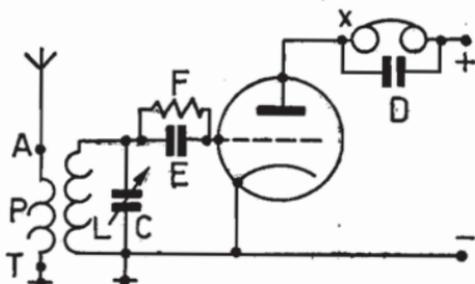


Fig. 70. — Radioricevitore ad una valvola.

cuffia X . Esso può essere ulteriormente semplificato eliminando Z e ponendo il condensatore D in parallelo alla cuffia, fig. 70.

37. Uso della reazione.

Poichè sull'anodo della rivelatrice è presente una corrente a RF, si può utilizzarla per portare il circuito oscillatorio collegato alla griglia quasi allo stato di oscillazione continua a mezzo della cosiddetta reazione. Ciò si ottiene inserendo

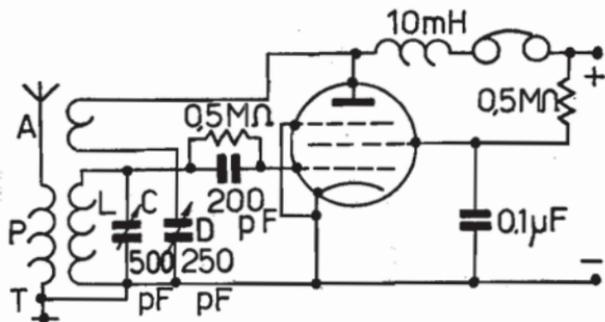


Fig. 71. — Radioricevitore ad una valvola con reazione.

sull'anodo una bobina di poche spire di reazione, di cui si può variare l'accoppiamento con L : in tale stato il circuito oscillatorio ha una minima resistenza a RF, la corrente che vi circola è molto elevata e fra griglia e catodo risulta una tensione molto maggiore.

Invece della bobina di reazione con accoppiamento regolabile si può far uso di uno schema identico all'oscillatore Reinartz, in cui la bobina è fissa e la reazione è regolata col condensatore variabile D , fig. 71.

Con l'introduzione della reazione il rivelatore risulta molto più sensibile, il numero delle stazioni trasmittenti udite nella cuffia è maggiore ed esse sono più facilmente separabile, selezionabili.

CAPITOLO VII

AMPLIFICAZIONE A R. F.

38. Selettività.

Nella gamma onde medie (frequenze da 500 a 1500 kHz), si è cercato di comprendere il maggior numero possibile di trasmettitori tenendo presente che ognuno occupa una banda di larghezza doppia della massima frequenza audio di modulazione. Per una perfetta riproduzione dei suoni è necessario mantenere la massima frequenza audio intorno a 15 000 Hz, ma ciò riduce notevolmente il numero dei trasmettitori che possono funzionare nella gamma suddetta.

La massima frequenza ammessa per la modulazione è di 4,5 kHz. e in tal modo la banda occupata da ogni trasmettitore è di 9 kHz. Nella gamma onde medie possono essere compresi 111 trasmettitori: effettivamente ve ne sono molti di più perchè vari trasmettitori di piccola potenza e piazzati a grandi distanze fra loro trasmettono alla stessa frequenza.

Un radio ricevitore dovrebbe possedere una caratteristica di selettività perfettamente rettangolare, della larghezza di 9 kHz, in modo che regolando il condensatore variabile essa è fatta coincidere esattamente con la banda di frequenze emessa da un trasmettitore. Per caratteristica di selettività si intende la particolare caratteristica di un ricevitore di poter fornire una resa solo per una ristretta gamma di frequenze: accordando il ricevitore alla frequenza dell'onda portante di un trasmettitore esso deve fornire una uscita solo per le frequenze comprese entro la banda appartenente a quel trasmettitore.

Una caratteristica rettangolare non è realizzabile praticamente: in un buon ricevitore la caratteristica assume la forma disegnata in fig. 72. Dalla curva si rileva anzitutto che non si ottiene la riproduzione fedele fino a 4500 Hz: la banda di frequenze riprodotta risulta più ristretta e solo per le fre-

quenze più basse si ha la piena riproduzione. La caratteristica di selettività disegnata è il risultato della selettività fornita da più circuiti oscillatori, tutti accordati alla frequenza voluta. Infatti ogni circuito, anche se accuratamente costruito, fornisce una selettività molto meno acuta. In fig. 73 è disegnata la caratteristica di selettività di un buon circuito oscillatorio, curva alta e di uno mediocre, curva bassa.

La qualità di un circuito oscillatorio è determinata principalmente dalla qualità della bobina che ne fa parte. I con-

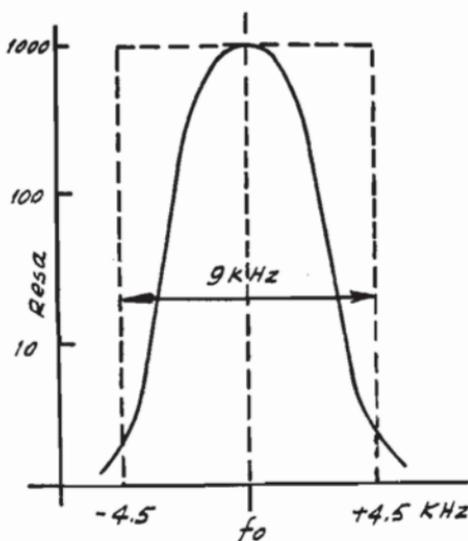


Fig. 72. — Caratteristica di selettività ideale e pratica.

densatori variabili del commercio se montati con isolanti ceramici hanno un elevato fattore di merito $Q = 1/R\omega C$.

Per poter realizzare un elevato fattore di merito, $Q = \omega L/R$ per le bobine, occorre adoperare conduttori speciali, supporti degli avvolgimenti in materiali isolanti con minime perdite ed, in alcuni casi, nuclei di ferro adatti per RF.

Le frequenze f_1 e f_2 in corrispondenza delle quali la I o la V si riduce al 70 % di quella massima (esattamente $\frac{1}{\sqrt{2}}$

$= 0,707$) comprendono la così detta banda passante $\Delta f = f_2 - f_1$; praticamente f_0 è la media aritmetica di f_1 e f_2 e si può dimostrare che $Q = f_0/\Delta f$ da cui: $\Delta f = f_0/Q$. Quindi

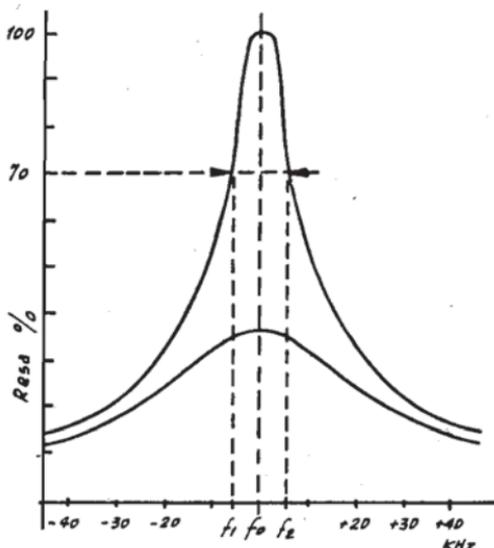


Fig. 73. — Banda passante.

la banda passante è tanto più stretta quanto più Q è elevato, cioè praticamente quanto più è elevato il fattore di merito della bobina, tanto più selettivo risulta un circuito oscillatorio.

39. Amplificazione a radiofrequenza.

Nel circuito di fig. 74, si è collegato sull'anodo di un pentodo un circuito oscillatorio comprendente L e C in parallelo. Alla frequenza di risonanza esso presenta, come carico anodico, la sua impedenza $Z_0 = L/CR$; questa formula può essere scritta

$$Z_0 = \frac{L}{C \frac{\omega L}{Q}} = \frac{LQ}{C \omega L} = Q \frac{1}{\omega C} = Q \omega L.$$

Questo circuito, accordato alla stessa frequenza della tensione d'ingresso V_e , presenta il carico suddetto e, come per gli amplificatori a resistenza capacità, l'amplificazione è data da

$$G = \frac{V_u}{V_e} = S R_c = S Z_0 = S \omega L Q.$$

Questa amplificazione risulta quindi selettiva e cioè si ha la massima tensione di uscita solo per la frequenza di risonanza. Per le frequenze immediatamente minori o maggiori

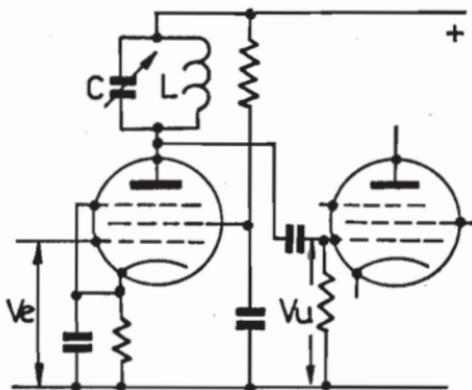


Fig. 74. — Amplificatore a R.F.

di essa, si ha una tensione di uscita minore allo stesso modo della resa relativa alla caratteristica di selettività del circuito oscillatorio per le stesse frequenze.

La capacità distribuita del circuito, cioè la capacità residua del condensatore variabile, più la capacità distribuita della bobina, più quella di griglia e di placca delle due valvole, più la capacità della filatura, non è dannosa come negli amplificatori a resistenza capacità.

Essa infatti viene a far parte della capacità di accordo del circuito oscillatorio e determina la frequenza massima che può essere amplificata con una data bobina.

Per ottenere la selettività e l'amplificazione, necessaria quest'ultima per una buona rivelazione con un diodo di ten-

sioni molto piccole indotte nell'aereo, si collegano più circuiti accordati, ognuno sull'anodo di una valvola. Per ogni circuito in più la curva di selettività totale aumenta di ampiezza ma si restringe sempre più la banda di frequenze passante. Dalla fig. 75, si rileva che per ottenere la selettività voluta occorrono quattro circuiti accordati alla stessa frequenza, cioè per otte-

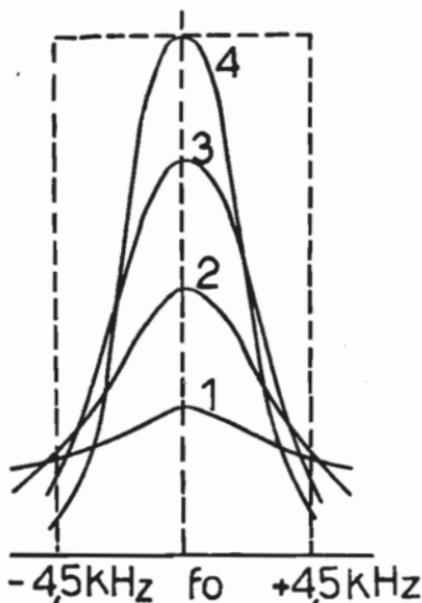


Fig. 75. — Caratteristiche di selettività.

nere, a $\pm 4,5$ kHz dalla frequenza della portante f_0 , una riduzione della resa a circa $1/200$ occorre un tale numero di circuiti accordati. Questo risultato dal punto di vista della selettività è soddisfacente, ma la curva totale 4 lascia passare una banda di frequenze troppo ristrette, quindi la riproduzione è di qualità scadente. Per ottenere una curva di selettività con estremo superiore molto più largo e con lati più verticali, occorre far uso di filtri di banda. Questi sono costituiti da coppie di circuiti oscillatori accordati alla stessa frequenza ed accoppiati fra loro, fig. 76 a).

Per comprendere meglio il loro funzionamento si deve esaminare il comportamento di ogni circuito al variare dell'accoppiamento con l'altro.

Il circuito oscillatorio primario P , collegato sull'anodo di una valvola, è un circuito oscillatorio in parallelo: a risonanza la sua impedenza è massima. Interessa considerare la variazione di corrente che si ha su di esso. Il secondario S è un circuito oscillatorio in serie ed interessa esaminare le variazioni di tensione che si verificano ai suoi estremi.

Per meglio comprendere l'andamento delle curve è necessario notare che la corrente che circola nella bobina primaria induce una tensione in quella secondaria. Questa è chiusa sul condensatore e diventa sede di una corrente, producendo a sua volta un campo magnetico. Quest'ultimo interessa anche il primario inducendovi una tensione che fa diminuire la corrente primaria, cioè apporta un aumento di resistenza nel primario.

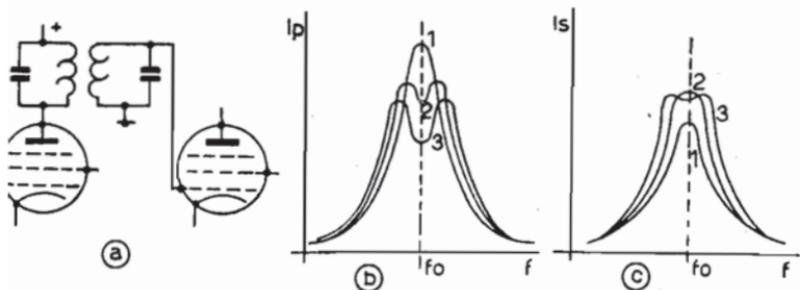


Fig. 76. - Caratteristiche di un filtro di banda.

Dalle curve di fig. 76 b) e c), si rileva che a un piccolo accoppiamento fra i due circuiti (curve 1) corrisponde una tensione ridotta sul secondario ed una corrente primaria elevata. Aumentando l'accoppiamento, la tensione del secondario aumenta e la corrente diminuisce per effetto della reazione nel primario. Fra i vari valori di accoppiamento se ne trova uno massimo a cui corrisponde ancora una curva della tensione secondaria con un solo massimo ben definito (quella della corrente primaria presenta già due massimi simmetrici rispetto alla frequenza di risonanza, curve 2): questo

accoppiamento è quello critico. Aumentandone il valore, le curve della corrente e della tensione presentano due massimi sempre più distanziati (curve 3) la cui ampiezza si riduce per la corrente primaria, ma si mantiene costante per la tensione secondaria.

Lo schema di fig. 77 è quello di un ricevitore a stadi accordati con due filtri di banda comprendenti 4 circuiti oscillatori con accoppiamento critico.

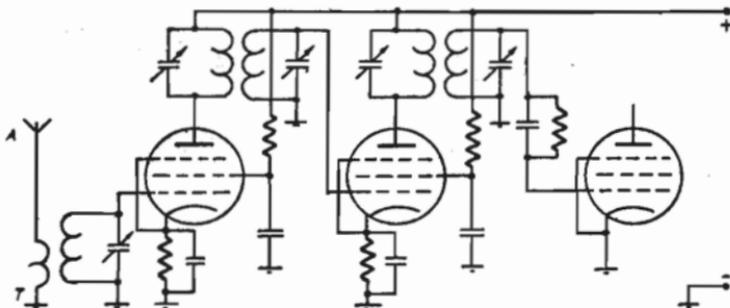


Fig. 77. — Amplificatore R.F. a due stadi.

Questo accoppiamento però se è regolato alla frequenza più bassa della gamma da ricevere, diventa un sovraccoppiamento alle frequenze più elevate della stessa gamma, quindi si ottiene una selettività insufficiente. Se l'accoppiamento dei filtri è regolato al valore critico alla frequenza più alta della gamma, si ottiene una curva di selettività eccessivamente stretta alla frequenza più bassa e quindi una cattiva riproduzione. È necessario accontentarsi di un compromesso portando l'accoppiamento al valore critico per una frequenza intermedia della gamma.

40. Controllo della sensibilità.

Con un'amplificazione sufficiente per la ricezione di stazioni trasmettenti lontane o deboli, si ha una tensione troppo elevata sulla rivelatrice quando si riceve una trasmittente locale. È necessario predisporre un regolatore con cui variare, secondo necessità, l'amplificazione a RF: esso influisce sulla sensibi-

lità del ricevitore, e poichè il suo effetto si risente sul volume dei suoni riprodotti, è detto anche regolatore di volume.

Quando non si erano introdotte le valvole con pendenza variabile si faceva uso di regolatori di sensibilità secondo gli schemi di fig. 78. Con il primo si controlla la tensione di entrata fornita dall'aereo al ricevitore.

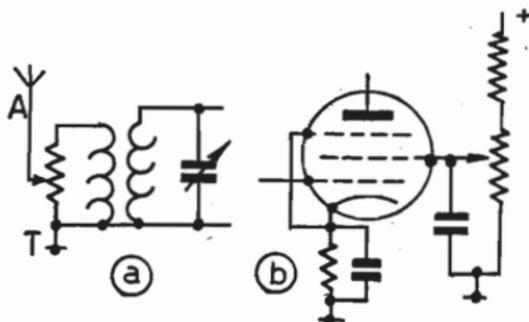


Fig. 78. - Controllo della sensibilità.

L'amplificatore a RF lavora sempre con la massima sensibilità e ciò costituisce un inconveniente in quanto esso introduce nella ricezione un fruscio di fondo che è bene ridurre quando è possibile.

Il secondo sistema di controllo regola la tensione della griglia schermo delle amplificatrici a RF, ma ha l'inconveniente di far ottenere una caratteristica mutua delle valvole di ampiezza molto ridotta proprio quando alle loro griglie controllo è applicato un segnale molto ampio, qual è quello di un trasmettitore locale di cui si vuol ridurre il volume dei suoni riprodotti, con conseguente distorsione.

Adoperando delle valvole a pendenza variabile si controlla la sensibilità del ricevitore variandone la polarizzazione: corrispondentemente varia la pendenza e quindi l'amplificazione fornita da esse, fig. 79. La tensione negativa variabile è ottenuta a mezzo di un potenziometro P ed è applicata alle griglie attraverso le bobine L dei circuiti oscillatori. Il condensatore S è di capacità molto elevata, e poichè esso risulta in serie al variabile C , non ne riduce apprezzabilmente la capacità.

Esso è necessario per ottenere la chiusura del circuito oscillatorio, senza che la resistenza del potenziometro risulti inserito in questo, riducendone il fattore di merito.

Le valvole a pendenza variabile hanno una caratteristica mutua molto ampia ed occorre variare notevolmente la loro polarizzazione per ottenere ampie regolazioni nella sensibilità. Un tale tipo di caratteristica è necessario per evitare la modulazione incrociata, cioè una particolare forma di disturbo nella ricezione introdotta da un trasmettitore locale.

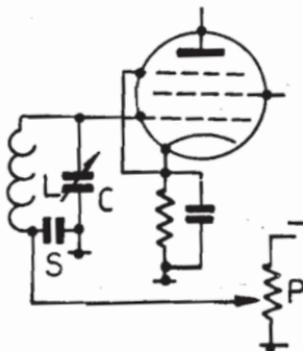


Fig. 79. — Variazione della polarizzazione.

Questo può introdurre sulla griglia della prima valvola una tensione molto ampia, pur risultando il ricevitore accordato su di un altro trasmettitore, data la scarsa selettività presentata dal solo circuito di aereo.

La tensione corrispondente al trasmettitore locale fa spostare continuamente il punto sulla caratteristica a cui risulta applicata la tensione del trasmettitore ricevuto. Se la caratteristica della valvola non è sufficientemente rettilinea, si ha variazione dell'amplificazione con il variare della modulazione del trasmettitore locale, quindi le due modulazioni si sovrappongono.

L'ampia caratteristica mutua delle valvole a pendenza variabile fa sì che per quanto ampie siano le tensioni applicate alla griglia di controllo, esse interessano solo tratti praticamente rettilinei della caratteristica evitando la modulazione incrociata.

CAPITOLO VIII

LA SUPERETERODINA

41. La conversione di frequenza.

Il circuito di fig. 77 presenta l'inconveniente di non avere una selettività costante per tutta la gamma che si vuol ricevere. Per risolvere questo inconveniente si è ricorsi al circuito supereterodina: con esso si ha la conversione di qualsiasi frequenza, a cui si accordi il circuito d'aereo, sempre ad una stessa frequenza, quella a cui risultano accordati due filtri di banda che funzionano d'accoppiamento fra le prime tre valvole.

Malgrado questa complicazione del circuito si hanno numerosi vantaggi ed una maggiore semplicità costruttiva. Anzi tutto scegliendo come frequenza di accordo dei filtri una frequenza minore di quelle ricevibili si possono costruire circuiti con un coefficiente di merito più elevato. Per un ricevitore a più gamme la differenza del numero di bobine che dovrebbero essere commutate nel passaggio di gamma è notevole; il condensatore variabile multiplo risulta con due sezioni invece di cinque.

La conversione di frequenza della portante delle stazioni da ricevere ad una unica frequenza è ottenuta secondo il seguente principio: se sulla griglia controllo di una valvola si applicano contemporaneamente due tensioni alternate a frequenze differenti sull'anodo, per la non perfetta linearità della caratteristica mutua, risultano quattro correnti a differenti frequenze. Esse sono le due frequenze introdotte sulla griglia, una frequenza somma di esse ed una risultante dalla loro differenza:

$$f_0; f_p; f_0 - f_p; f_0 + f_p.$$

Se sull'anodo della valvola si collega un circuito oscillatorio in parallelo e lo si accorda ad una di queste quattro frequenze, esso costituirà un carico solo per questa frequenza, e

quindi solo per questa si produrrà una tensione che potrà essere ulteriormente amplificata.

La valvola che compie una tale funzione è detta convertitrice: essa può essere costituita da una normale rivelatrice per caratteristica di griglia. Due circuiti oscillatori, in serie fra loro ed accordati a due frequenze differenti, introducono le relative tensioni sulla griglia della valvola, fig. 80, sul cui

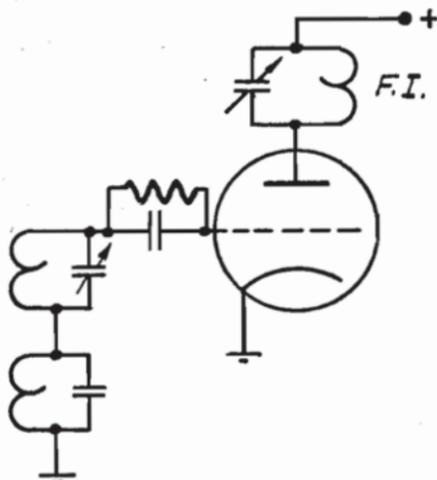


Fig. 80. — Principio della conversione di frequenza.

anodo è un circuito oscillatorio accordato alla frequenza intermedia FI risultante dal battimento differenza $f_o - f_p$.

Per evitare che l'accordo del circuito ad una frequenza influisca su quello dell'altro, perchè collegati alla stessa griglia, si sono man mano perfezionate le valvole convertitrici introducendo un numero di griglie sempre maggiori, ed interponendo, fra quelle a cui sono collegati i due circuiti oscillatori f_o ed f_p , una griglia schermo.

Nella valvola 6A7, fig. 81, le due prime griglie costituiscono gli elettrodi di un triodo oscillatore e sono infatti collegate la prima al circuito oscillatorio sintonizzabile alla frequenza f_o e la seconda alla bobina di reazione.

Vi è quindi una griglia schermo, e la quarta griglia è quella di controllo, a cui si applica la tensione del segnale in arrivo f_p . La quinta griglia è anch'essa di schermo; sull'anodo si ha un circuito oscillatorio accordato alla frequenza differenza $f_o - f_p = FI$.

Nella valvola ECH3, fig. 82, il triodo oscillatore risulta completamente separato. Alla prima griglia della sezione esodo convertitrice è applicato il segnale in arrivo f_p ; la seconda

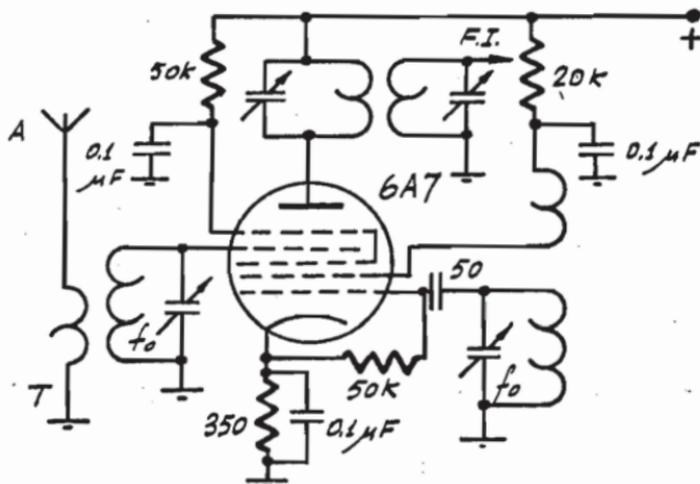


Fig. 81. — Eptodo convertitore.

griglia è di schermo; la terza griglia, detta di iniezione, è collegata internamente alla valvola, alla griglia del triodo oscillatore; la quarta griglia è di schermo e sull'anodo vi è il circuito oscillatorio accordato alla frequenza intermedia FI.

Come si rileva dai due circuiti di figg. 81 e 82, il flusso di elettroni che raggiunge l'anodo della convertitrice è controllato sia dalla tensione del segnale in arrivo sia dalla tensione dell'oscillatore locale. La differenza nei due circuiti degli oscillatori locali è puramente di ordine pratico, mentre la differenza nella costituzione delle valvole convertitrici è di notevole importanza. Con il triodo oscillatorio separato della ECH3 si può ottenere facilmente il funzionamento dell'oscillatore lo-

cale anche a frequenze molto elevate; l'inserire la griglia controllo più vicina al catodo, riduce l'influenza reciproca dei due circuiti oscillatori, che non permette la ricezione di frequenze molto elevate con una convertitrice del primo tipo.

Alla convertitrice fa seguito una valvola amplificatrice, un pentodo a pendenza variabile. Esso risulta accoppiato alla

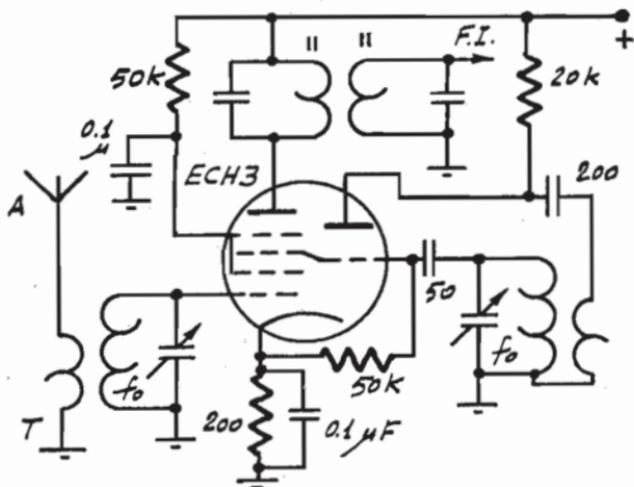


Fig. 82. — Triodo esodo convertitore.

convertitrice a mezzo di un filtro di banda, detto trasformatore di frequenza intermedia, e con un secondo filtro simile si accoppia alla rivelatrice. Questa è costituita normalmente da un diodo rivelatore, seguito a sua volta da un triodo preamplificatore ad AF e da una valvola finale di potenza accoppiata all'altoparlante. Una normale supereterodina, cioè un normale ricevitore che fa uso del circuito a conversione di frequenza, comprende quattro valvole di cui due sono doppie: la convertitrice e oscillatrice, l'amplificatrice di frequenza intermedia, la rivelatrice e preamplificatrice ad AF, la finale di potenza.

42. L'amplificatore di FI e il diodo rivelatore.

Poichè l'accordo di questo amplificatore è ad una frequenza fissa, si può far uso di un elevato numero di circuiti oscillatori senza complicazioni costruttive. Con essi, accoppiati in filtro di banda, si ottengono curve di selettività di particolare conformazione e, poichè la frequenza di sintonia è più bassa di quelle da ricevere, è possibile costruire delle bobine il cui fattore di merito è più elevato, realizzando così una più alta sensibilità e selettività. Nella tabella seguente è indicato il fattore di merito Q (con L in μH ed R in Ω) relativo ad alcuni tipi di bobine adoperate in amplificatori a FI.

Essa mostra che per realizzare delle bobine con un Q sufficientemente elevato, per trasformatori di FI lavoranti a 470 kHz, è necessario l'uso di conduttori speciali e buoni nuclei di ferro per RF, mentre per la frequenza di 120 kHz è sufficiente l'uso di adatti conduttori per ottenere un Q molto elevato. Ciò dovrebbe far preferire senz'altro un valore della FI basso, ma a tale adozione si oppongono due fattori importanti quanto la sensibilità e la selettività e cioè la qualità di riproduzione e la frequenza immagine.

FI kHz	Tipo di bobina	Q
470	In aria, filo unico.....	75 ÷ 90
470	In aria, filo Litz	110 ÷ 150
470	Nucleo di ferro, filo Litz	200 ÷ 240
120	In aria, filo unico.....	140 ÷ 180
120	In aria, filo Litz	300 ÷ 400

Ad un Q molto elevato dei circuiti corrisponde una curva di selettività molto stretta che impedisce una buona riproduzione delle più elevate frequenze acustiche e pertanto ci si deve accontentare di coefficienti di merito più bassi. Portando l'accoppiamento fra i due circuiti oscillatori di un filtro di banda al valore critico si ottiene l'amplificazione

$$G = \frac{S \omega L Q}{2}$$

Sul secondario di uno dei trasformatori di FI si ha quindi una tensione che risulta metà di quella presente sull'anodo

della valvola a cui è collegato il suo primario, perchè l'amplificazione fornita da questa è data da $G = S\omega LQ$.

Nel caso dell'amplificatrice di FI, la sua pendenza è quella indicata dal costruttore, ma nel caso della convertitrice occorre introdurre nelle formule il valore della pendenza di conversione, che risulta circa la metà o un terzo della pendenza che la stessa valvola ha come amplificatrice. Nelle formule suddette il valore di Q da introdurre è quello della bobina del primario del trasformatore di FI, uguale praticamente a quella del secondario.

L'uso di un valore della FI tanto elevato da raggiungere quasi la frequenza minima della gamma onde medie, cioè 500 kHz, è stato imposto dalla necessità di ridurre al minimo la possibilità di interferenza prodotta dalla seconda immagine. La tensione prodotta dall'oscillatore locale è ad una frequenza somma della frequenza da ricevere più il valore della FI: perciò $FI = f_o - f_p$. Ma si può avere una stazione trasmittente la cui frequenza f_s sia più elevata di quella dell'oscillatore in modo che risulti $FI = f_s - f_o$.

Questa trasmittente sarà udita contemporaneamente alla f_p , se precedentemente alla convertitrice non vi sono circuiti oscillatori che assicurino una sufficiente selettività. Questa è sempre scarsa perchè dovuta ad un solo circuito oscillatorio (schemi delle figg. 81 e 82), perciò è facile che un trasmettitore che induca una tensione particolarmente elevata sull'aereo ricevente alla frequenza f_s sia ricevuto contemporaneamente alla f_p . Solo se fra queste due frequenze vi è un notevole distacco si può ottenere una sufficiente selettività dal circuito di aereo.

Si consideri infatti che la differenza fra le frequenze estreme della gamma onde medie è di $1500 - 500 = 1000$ kHz; alla sua metà, 500, o ancor meglio ad un valore superiore a questo, si dovrebbe accordare la FI ma si cade nella stessa gamma di frequenze delle trasmissioni da ricevere. Pertanto il massimo valore adottabile è di 470 kHz. In tal modo se si accorda il ricevitore alla frequenza più bassa della gamma, 500 kHz, si può essere disturbati da un trasmettitore che funzioni a $F_p + 2FI = 500 + (2.470) = 1440$ kHz. Data la notevole differenza fra le frequenze dei due trasmettitori, il solo circuito di aereo fornisce già una notevole eliminazione di f_s .

In fig. 83 è lo schema parziale di una supereterodina comprendente lo stadio amplificatore a FI, fra i due filtri di banda, e la rivelatrice a diodo seguita dalla preamplificatrice ad AF. Il secondo trasformatore di FI è collegato con il secondario fra anodo e catodo del diodo rivelatore, attraverso il gruppetto di rivelazione *EF*. Nel punto *A* è la tensione pulsante negativa, risultante dalla rivelazione, comprendente anche la componente a RF delle semionde raddrizzate.

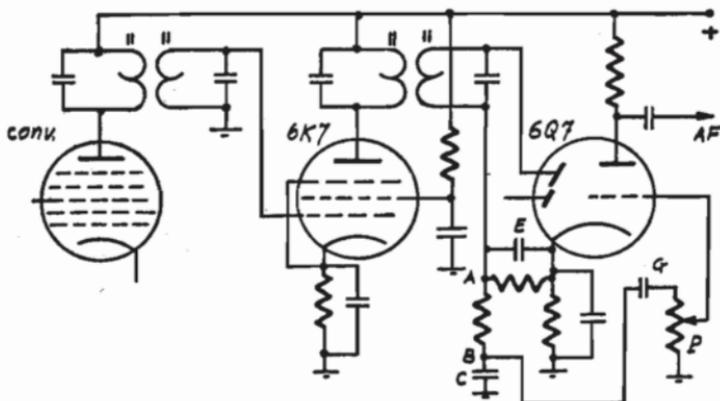


Fig. 83. — Amplificatore F.I.

Quest'ultima è parzialmente eliminata da *E* e per non applicarla alla griglia della preamplificatrice ad AF è filtrata dal gruppo *BC*: si evitano così possibilità di disturbi alla ricezione, come la produzione di oscillazioni. Il condensatore *G* applica al potenziometro *P*, regolatore di volume, la componente ad AF della tensione pulsante rivelata, passante attraverso *B*. La capacità del condensatore *C* è di piccolo valore, quindi esso rappresenta una reattanza elevatissima per l'AF presente su *B* mentre può funzionare da capacità di fuga per la RF. Se a detta frequenza la sua reattanza è di un centesimo del valore di *B*, solo un centesimo della RF presente in *A* sarà applicato anche a *P* attraverso *G*.

Quest'ultimo condensatore è necessario per evitare che la componente continua della tensione rivelata sia applicata alla griglia della preamplificatrice, alterandone la polarizzazione.

43. Controllo automatico di sensibilità, CAS.

Durante la ricezione di una stazione si hanno variazioni più o meno continue nell'intensità del segnale, per l'evanescenza. Per ridurre un tale inconveniente e rendere quanto più è possibile costante l'intensità di riproduzione, si ricorre al CAS. Esso è basato sull'amplificazione variabile che si ottiene dai pentodi a pendenza variabile, variandone la polarizzazione. Perciò alla convertitrice ed all'amplificatrice di FI, entrambe con la griglia di controllo a pendenza variabile, si applica, oltre alla polarizzazione fissa di $-1,5$ a -2 V data dai rispettivi gruppi catodici, una tensione negativa supplementare.

Questa è ottenuta rettificando con un diodo la tensione amplificata del segnale da ricevere: quanto maggiore risulta questo segnale, tanto più elevata sarà la tensione negativa supplementare e quindi più ridotta l'amplificazione. Come anodo raddrizzatore per il controllo automatico si adopera un secondo anodo contenuto nella rivelatrice preamplificatrice. A questo anodo è applicata la tensione presente sulla placca dell'amplificatrice di FI, tensione che, come si è visto, è doppia di quella applicata al diodo rivelatore. Per il CAS è utile disporre di una maggiore tensione per avere un più efficace controllo, anche se si ha una certa interferenza su di essa.

L'accoppiamento fra anodo dell'amplificatrice di FI e l'anodo del diodo, è ottenuto con un condensatore a mica S di 50 a 100 pF, fig. 84.

Durante le semionde positive l'anodo attira elettroni, che vanno a caricare il condensatore S e quindi si scaricano attraverso la resistenza B per ritornare al catodo: questo flusso di elettroni rende negativo il punto X .

La resistenza B è collegata a massa, e poichè vi è il gruppo di autopolarizzazione TU sul catodo del doppio diodo triodo, si ha una polarizzazione negativa dell'anodo per il CAS senza segnale. Ciò significa che l'anodo comincia a rettificare un segnale se questo supera con il valore di cresta la polarizzazione suddetta, normalmente 1 a $1,5$ V. La tensione negativa ottenuta nel punto X è applicata attraverso la resistenza C e attraverso i circuiti accordati alle griglie controllo delle due valvole con pendenza variabile.

Questa tensione negativa è pulsante, sia per il variare dell'intensità della portante e sia per la modulazione che ne fa variare l'ampiezza. Per tali ragioni dopo la resistenza C è collegato fra essa e massa un condensatore di elevata capacità D , ad es. 50 000 pF. Questo, caricandosi, mantiene la tensione negativa ad un valore medio, corrispondente all'ampiezza della portante senza modulazione.

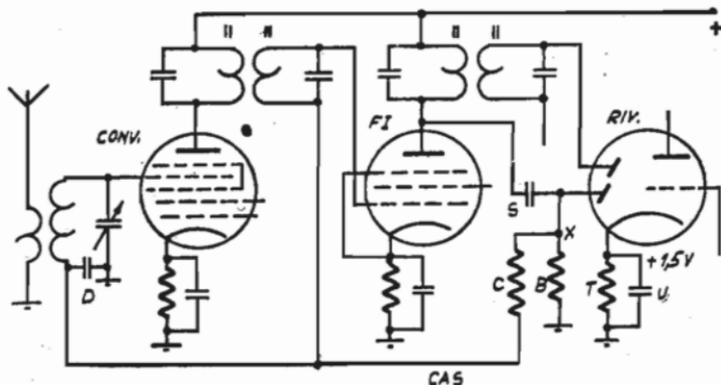


Fig. 84. — Controllo automatico di sensibilità.

Le due resistenze B e C hanno normalmente un valore di $1\text{ M}\Omega$ ciascuna. Agli effetti del carico presente sull'anodo dell'amplificatrice di FI, esse risultano in parallelo fra loro ed in parallelo al carico costituito dal circuito oscillatorio anodico: ridurre queste resistenze significa collegare in parallelo a questo circuito un carico che fa diminuire notevolmente l'amplificazione e la selettività.

Va infine considerato che la carica del condensatore D per variare deve spostarsi attraverso le due resistenze C e B e ciò richiede un certo tempo. Questo non deve essere troppo breve altrimenti si hanno variazioni nell'intensità della riproduzione che possono dipendere dall'ampiezza di modulazione, nè troppo lento perchè passando dalla ricezione della stazione locale a quella di stazioni lontane occorre attendere un certo tempo perchè l'apparecchio acquisti la massima sensibilità. Si deve mantenere la costante di tempo di questo circuito intorno

a 0,1 sec.

$$(5 \cdot 10^{-8} F \cdot 2 \cdot 10^8 \Omega = 0,1 \text{ sec}).$$

44. La supereterodina.

La bobina di aereo L_1 è commutata, con il secondario L_2 , per le varie gamme, fig. 85.

Il condensatore C_1 in serie ad essa, di 2000 pF o più, ha una funzione protettiva nel caso sia adoperata la rete di illuminazione elettrica come aereo. Il secondario di aereo L_2 è accordato a mezzo della sezione C_1 del condensatore variabile doppio (2×400 pF) ed ha in parallelo il compensatore C_3 di correzione, di 10 pF. Questi due condensatori risultano in serie al condensatore antinduttivo C_5 di 50 000 pF, di filtro per il CAS, ma la capacità di questo non influisce sulla loro per il suo elevato valore. Anche la bobina dell'oscillatore locale L_3 è accordata ad una sezione del variabile C_2 , ed ha un compensatore C_4 di 10 pF di correzione, ma il condensatore in serie C_6 è di capacità relativamente bassa, per la gamma di onde medie, e fa diminuire la capacità totale risultante in parallelo alla bobina. L'avvolgimento L_4 è di reazione e la corrente a radio frequenza, presente sull'anodo dell'oscillatrice, vi circola per l'accoppiamento a resistenza capacità ottenuto a mezzo di R_2 e C_7 (di 20 000 Ω e 500 pF). Con C_8 ed R_3 (di 200 pF e 50 000 Ω) si ha l'autopolarizzazione del triodo oscillatore e la costanza dell'ampiezza delle oscillazioni. R_4 e C_{10} (di 350 Ω e 0,1 μ F) costituiscono il gruppo di autopolarizzazione catodica che assicura una tensione di circa -2 V alla griglia di controllo dell'eptodo convertitore, quando non si ha segnale all'entrata del ricevitore o la sua ampiezza è piccola. La resistenza R_1 di 50 000 Ω riduce l'AT a circa 90 V sulla griglia schermo, ed il condensatore C_9 di 50 000 pF, mantiene costante questa tensione malgrado le variazioni nel flusso di elettroni.

Sull'anodo della convertitrice è il primario del trasformatore T_1 di FI accordato, come il secondario, a 467 kHz a mezzo dei nuclei regolabili; i due condensatori fissi sono di 150 pF ciascuno.

Il secondario è collegato alla griglia controllo dell'ampli-

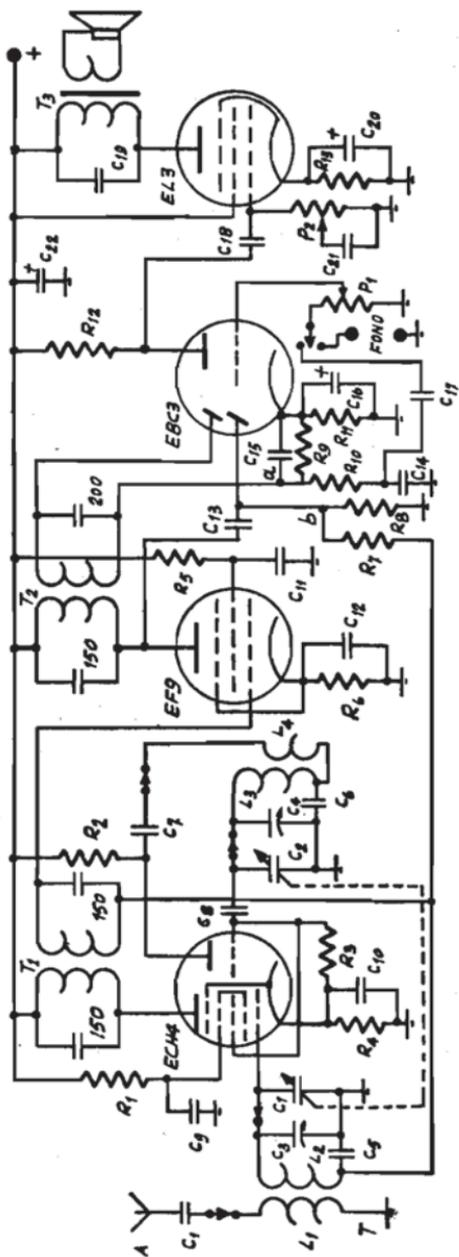


Fig. 85. - Supereterodina.

ficatrice di FI e il suo ritorno lo è al conduttore del CAS. Anche questa valvola ha la resistenza di caduta di tensione della griglia schermo R_5 e relativo condensatore C_{11} ed il gruppo catodico $R_6 C_{12}$. Sull'anodo di questa valvola è il primario del secondo trasformatore di FI il cui secondario è collegato all'anodo del diodo rivelatore ed al gruppetto di rivelazione $R_9 C_{15}$ (di 100 pF e 0,2 M Ω) che termina con l'altro estremo al catodo. Nel punto « a » risulta la tensione negativa pulsante dovuta alla rivelazione comprendente una notevole percentuale di componente a RF. Quest'ultima è ulteriormente eliminata a mezzo del filtro $R_{10} C_{14}$ (10 000 Ω e 100 pF) e attraverso il commutatore Radio-Fono ed il condensatore C_{17} di 10 000 pF, la componente alternata di questa tensione risulta sul potenziometro P_1 (0,5 M Ω), regolatore di volume. Il suo cursore permette di applicare alla griglia della preamplificatrice ad AF una tensione regolabile a volontà per ottenere l'intensità di suono desiderata. La preamplificatrice è accoppiata a resistenza capacità con la valvola di potenza a mezzo di R_{12} e C_{18} (0,1 M Ω e 10 000 pF). Sulla griglia di quest'ultima è un potenziometro P_2 di 0,5 M Ω regolatore di tono: il suo cursore è collegato al condensatore C_{21} di 2000 pF, che può risultare anche direttamente fra griglia controllo e massa riducendo notevolmente l'ampiezza delle frequenze audio più elevate.

La valvola preamplificatrice ad AF è autopolarizzata a mezzo del gruppetto R_{11} e C_{16} (2500 Ω e 10 μ F), la finale a mezzo di R_{13} e C_{20} (250 Ω e 25 μ F).

Sull'anodo della valvola finale è il primario del trasformatore di uscita T_3 di rapporto adatto all'accoppiamento con la bobina mobile del dinamico, in modo che sul primario sia trasferito il carico di valore più adatto. Per mantenere questo quanto più è possibile costante, malgrado l'aumento di impedenza della bobina mobile con l'aumentare della frequenza, si collega in parallelo al primario il condensatore C_{19} di 2000 pF. Il condensatore elettrolitico C_{22} , di 8 μ F, è il condensatore di uscita del filtro dell'alimentatore e la sua funzione è di mantenere costante la tensione di alimentazione anodica, fuggando a massa tutte le correnti a RF ed AF presenti sul conduttore di alimentazione.

Il condensatore C_{13} (50 pF), collega l'anodo dell'amplifi-

catrice a FI all'anodo del diodo per il CAS per cui la tensione a RF presente è raddrizzata; sul punto « b » risulta una tensione negativa pulsante, come in « a », di ampiezza maggiore di questa. Tale tensione si ottiene solo se l'ampiezza della tensione a RF supera la tensione di polarizzazione data da R_{11} : l'anodo del diodo è infatti polarizzato negativamente, come la griglia della preamplificatrice ad AF perchè la resistenza di fuga R_7 (1 M Ω) è collegata a massa. Il gruppo $R_7 C_5$ costituisce il filtro del CAS per ottenere la tensione di polarizzazione supplementare perfettamente filtrata.

45. Il comando unico.

Se la super deve ricevere solo le onde medie, si può adoperare un condensatore variabile con due sezioni, di cui una raggiunge la capacità massima per avere la copertura di gamma delle onde medie, l'altra ha una capacità massima minore perchè meno ampia è la variazione di frequenza che l'oscillatore deve fornire.

Per ogni gamma si può stabilire la frequenza massima e la minima e, corrispondentemente, determinare quale variazione di capacità deve fornire il condensatore variabile.

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{min} + C_d)}}$$

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{max} + C_d)}} \quad \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + C_d}{C_{min} + C_d}}$$

La capacità residua di un variabile si aggira intorno ai 15 pF; sulla bobina va collegato in parallelo un compensatore di 10 a 15 pF per le correzioni dell'allineamento; la filatura e la capacità della griglia a cui è collegato il variabile fanno aumentare ulteriormente la capacità distribuita C_d del circuito, che può essere ritenuta in totale di 40 pF.

Perchè si realizzi una variazione di capacità di 9 volte, quanto è quella necessaria per la copertura della gamma di onde medie, che va da 1500 a 500 kHz, occorre che la capacità massima più quella distribuita sia almeno 9 volte mag-

giore della capacità minima più quella distribuita. I condensatori variabili del commercio hanno una capacità da 15 a 420 pF: il rapporto di capacità è molto maggiore di quello necessario, ma introducendo la capacità distribuita nel calcolo, questo rapporto risulta di poco maggiore del necessario. Infatti l'indice sulla scala parlante oltrepassa i due estremi delle graduazioni.

Se la FI è di 450 kHz, l'oscillatore deve produrre frequenze da 1950 a 950 kHz, con una copertura di gamma di 2,05: il rapporto fra $C_{\max} + C_d$ e $C_{\min} + C_d$ deve essere di 4,2. Partendo sempre da una capacità residua totale di 40 pF, la massima capacità in parallelo al circuito dell'oscillatore locale sarà di almeno 170 pF.

Nel caso di una super con più gamme d'onda, è necessario avere le due sezioni del variabile di uguale capacità. La copertura di gamma assicurata dalla sezione collegata ad una delle bobine d'aereo, sarà sempre di 3 o poco più. La copertura di gamma che deve essere assicurata dalla sezione collegata all'oscillatore, varia da gamma a gamma. Per le onde medie deve essere di 2,05, quindi la capacità massima del variabile va ridotta a circa la metà, e ciò si ottiene collegando in serie al variabile un condensatore semifisso di circa 400 pF (il padding). Se la gamma da ricevere è quella delle onde cortissime, da 30 000 a 10 000 kHz, il variabile dell'aereo assicura la copertura voluta, mentre quello dell'oscillatore deve far produrre frequenze da 30 450 a 10 450 kHz.

La copertura di gamma è di 2,9 a cui corrisponde una variazione di capacità di 8,4, cioè quasi uguale a quella del circuito d'aereo. In tale caso in serie al variabile dell'oscillatore va collegato un condensatore fisso di circa 5000 pF (in alcuni gruppi economici è abolito).

L'allineamento fra circuito d'aereo e quello dell'oscillatore è ottenuto con questo sistema con sufficiente precisione su tutta la scala. Per ottenere le migliori condizioni di corrispondenza l'allineamento del ricevitore non è mai effettuato alle due frequenze estreme di ogni gamma, ma a due frequenze un po' spostate verso il centro della scala. Così per la gamma onde medie l'allineamento si effettua a 1350 e 600 kHz: se il circuito è perfettamente proporzionato risulta un allineamento esatto anche ad una frequenza al centro della scala.

CAPITOLO IX

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

46. La modulazione di frequenza, MF.

I disturbi atmosferici o industriali producono oscillazioni elettromagnetiche che si sommano alla portante di ogni trasmettitore facendone variare l'ampiezza. Una tale portante ricevuta e rivelata farà sentire contemporaneamente la modulazione audio ed i disturbi. Per eliminare un tale inconveniente è necessario che essa non sia modulata in ampiezza ma in altro modo, ad es. modulata in frequenza.

Dalla fig. 86 è possibile rendersi conto della differenza esistente nella modulazione di ampiezza *b*) e nella modulazione di frequenza *c*) della portante *a*) di un trasmettitore. Con un semplice dispositivo, come indicato nello schema di fig. 87, si può avere la modulazione di frequenza della portante: un oscillatore Hartley ha in parallelo alla bobina con presa intermedia *L* un condensatore variabile *C*, con cui si può ottenere la frequenza voluta. In parallelo a *C* è un microfono a condensatore *M*, costituito da un'armatura fissa innanzi a cui è tesa, a piccola distanza, una sottile lamina metallica, la membrana.

Questo microfono introduce sul circuito una capacità: quando si parla innanzi alla sua membrana questa vibra allontanandosi ed avvicinandosi all'armatura fissa con conseguenti variazioni di capacità che produrranno corrispondenti variazioni nella frequenza dell'oscillatore.

La frequenza della nota prodotta innanzi al microfono, determina il numero di volte in un secondo che il diaframma si avvicina e si allontana dall'armatura fissa e conseguentemente il numero di volte che la frequenza dell'oscillatore diminuisce o aumenta rispetto alla frequenza di accordo voluta.

Se l'intensità del suono prodotto innanzi al microfono è

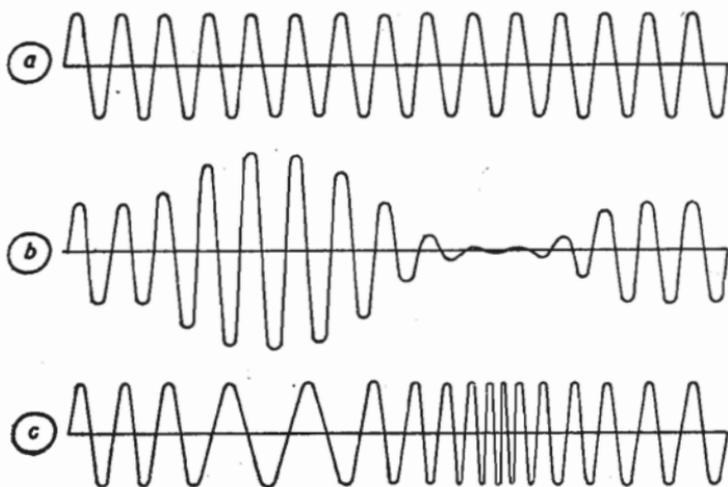


Fig. 86. — Portante senza modulazione, con modulazione di ampiezza e con modulazione di frequenza.

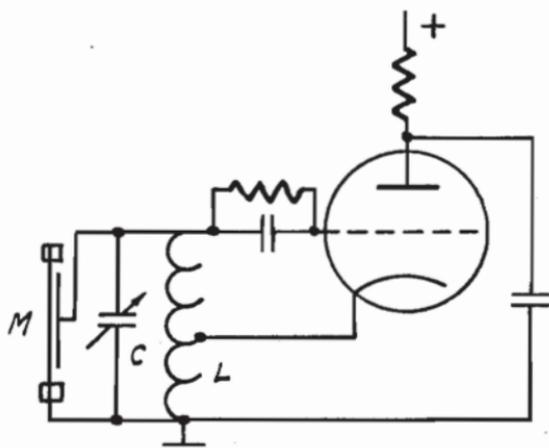


Fig. 87. — Oscillatore modulato in frequenza con un microfono elettrostatico.

piccola, i movimenti della membrana saranno poco ampi, se l'intensità è grande i movimenti saranno più ampi. Da ciò deriva che l'intensità dei suoni determina la variazione di frequenza dell'oscillatore in meno o in più rispetto alla sua frequenza.

Le differenze fra i due sistemi di modulazione della portante, in ampiezza ed in frequenza, consistono nei seguenti particolari. Con la prima l'ampiezza della portante, modulata al 100 %, varia da un'ampiezza zero ad una doppia di quella della portante non modulata. Una potenza addizionale è data alla portante durante la modulazione. Con la modulazione di frequenza l'ampiezza della portante si mantiene costante, varia solo la frequenza e la potenza irradiata è costante. 100 % di modulazione significa deviazione massima della frequenza dal valore nominale della portante.

Questa deviazione massima è mantenuta entro il limite di ± 75 kHz per le stazioni radiofoniche per ottenere un'elevata fedeltà nella riproduzione. La più elevata audio frequenza di cui si fa uso nella loro modulazione è di 15 000 Hz, rispetto ai 4500 dei comuni trasmettitori con modulazione di ampiezza.

47. Ricevitori a modulazione di frequenza.

I ricevitori a MF sono costituiti da un normale circuito supereterodina. In essi si fa uso di particolari tipi di rivelatori a diodo, detti discriminatori, perchè forniscono una resa proporzionale alla variazione della frequenza del trasmettitore.

L'amplificatore a FI ha l'ultimo trasformatore di FI che consiste in un primario L_1 accordato al valore della FI, cioè 10,7 MHz, fig. 88.

Ad esso sono accoppiati due secondari accordati a due frequenze differenti dalla suddetta di 100 kHz, cioè ad una differenza maggiore della massima deviazione di frequenza che si ha al trasmettitore, in corrispondenza alla massima intensità dei suoni. Il circuito comprendente L_2 è accordato a 10,6 MHz, e quello con L_3 a 10,8 MHz. L_2 è collegato in serie ad un diodo ed ad una resistenza; L_3 è collegato in serie ad un diodo ed ad una resistenza.

Quando è indotta una tensione in L_2 ed L_3 , si hanno flussi

di elettroni nei diodi che determinano tensioni sulle due resistenze che hanno le polarità indicate. I due circuiti hanno in comune il punto *B*, cioè l'estremo negativo delle due resistenze. Le due tensioni su queste risultano in opposizione e fra il punto *A* e massa non si ha una tensione risultante: per un tale risultato occorre che le tensioni indotte nei due circuiti

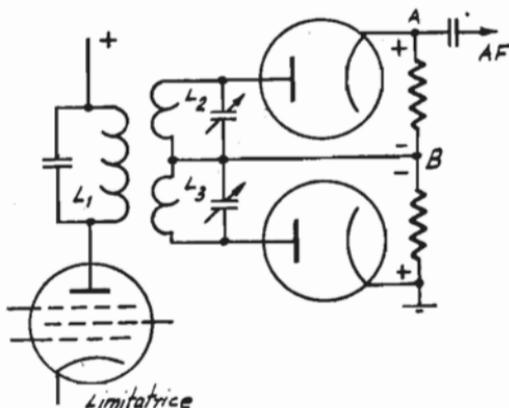


Fig. 88. — Discriminatore di frequenza.

siano uguali, e ciò avviene quando la portante non è modulata in frequenza ed i due circuiti risultano ugualmente disaccordati rispetto ad essa.

Quando la portante è modulata in frequenza i due circuiti forniscono una resa differente, fig. 89, e fra *A* e massa risulta una tensione differenza fra le due, costituente la resa ad *AF* che sarà ulteriormente amplificata da due stadi amplificatori.

Questo tipo di discriminatore è puramente dimostrativo, in pratica si fa uso di circuiti simili che hanno un funzionamento più complesso o di valvole speciali. Il discriminatore descritto, come pure alcuni di quelli adoperati correntemente, risentono ugualmente dei disturbi che fanno variare l'ampiezza della portante modulata in frequenza. Per eliminare una tale influenza la valvola amplificatrice precedente il trasformatore del discriminatore funziona da limitatrice. Essa è costituita da un pentodo con tensioni di alimentazione dell'anodo e della

griglia schermo molto basse: in tal modo la sua caratteristica mutua risulta molto piccola ed il segnale applicato alla griglia risulta più ampio della base della caratteristica, per cui i picchi delle semionde positive e delle negative sono tagliati (essi oltrepassano l'interdizione e la saturazione) e tutte le variazioni nella loro ampiezza sono eliminate.

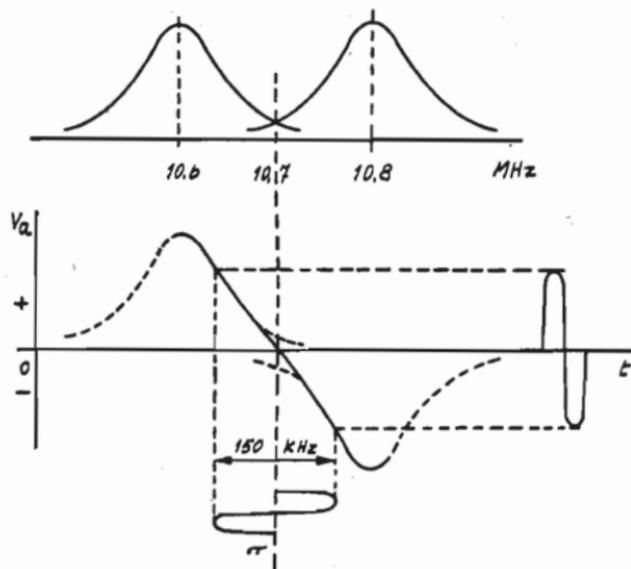


Fig. 89. — Caratteristiche del discriminatore di frequenza.

48. Discriminatore di fase ed a rapporto.

In fig. 90 è lo schema dell'ultimo stadio amplificatore a FI e limitatore sul cui anodo è il primario del trasformatore discriminatore di frequenza, a cui sono collegati i due diodi rivelatori. Il pentodo, oltre ad essere alimentato con una tensione di griglia schermo molto bassa, ha una polarizzazione di griglia ottenuta, come per una rivelatrice per caratteristica di griglia, a mezzo del gruppo RC : il grafico sotto la prima valvola mostra tale funzionamento, fig. 90 b).

Con tale mezzo si ha l'allineamento, per così dire, dei pic-

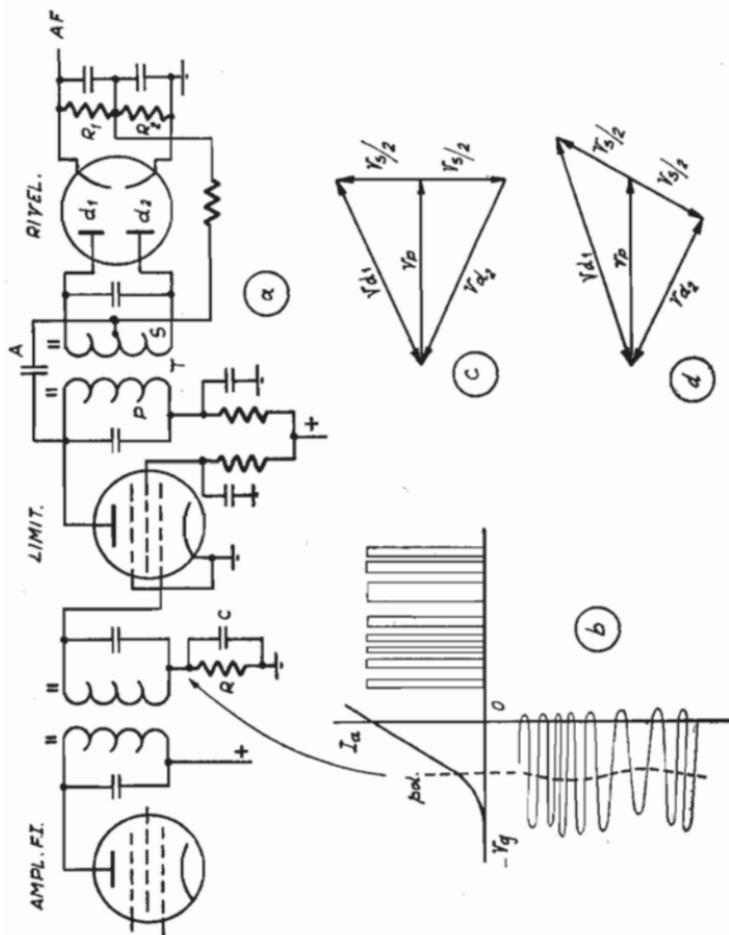


Fig. 90. — Discriminatore Foster-Seeley con limitatore.

chi delle semionde positive poco oltre la tensione zero di polarizzazione mentre le semionde negative si estendono ben oltre l'interdizione. La corrente anodica risulta così costituita da picchi che hanno tutti la stessa ampiezza.

Poichè il primario ed il secondario di T sono accordati alla stessa frequenza, le due tensioni relative sono sfasate di 90° . Il secondario ha una presa centrale e ad essa è applicata la tensione primaria a mezzo del condensatore A . Ad ognuno dei due diodi è applicata una tensione risultante dalla tensione primaria V_p e da metà di quella secondaria V_s (diagramma c) di fig. 90., tensioni uguali fra loro per cui sulle due resistenze R_1 ed R_2 risultano due tensioni uguali ed opposte, e fra l'uscita AF e massa non vi è alcuna tensione.

Quando la frequenza della portante varia, non vi è più uno sfasamento di 90° della tensione secondaria rispetto quella primaria, fig. 90 d), ma uno maggiore o minore continuamente

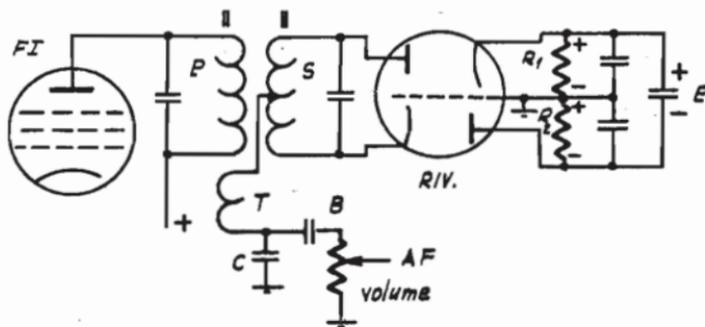


Fig. 91. — Discriminatore a rapporto.

variabile, per cui ad ogni diodo è applicata una tensione risultante differente dall'altro e all'uscita AF si ha una tensione variabile secondo la variazione di frequenza della portante, riprodotto cioè la tensione di modulazione.

Per ottenere il funzionamento del limitatore occorre applicare alla sua griglia un segnale molto più ampio del necessario, per cui si devono amplificare sufficientemente i segnali in arrivo. Per eliminare questo stadio amplificatore si fa uso del

discriminatore a rapporto il cui schema è in fig. 91. Esso è molto simile a quello di fig. 90, solo uno dei due diodi è stato invertito e sulle due resistenze R_1 ed R_2 si ha la somma delle due tensioni raddrizzate. Fra la tensione indotta dal primario nel secondario S (a risonanza) e quella in T vi è la stessa relazione di fase che per il discriminatore precedente. Quando varia la frequenza della portante questa relazione di fase è alterata ed ogni diodo raddrizza una tensione di ampiezza differente: il condensatore C riceve cariche differenti e queste sono applicate attraverso B al regolatore di volume.

La funzione limitatrice del discriminatore a rapporto è ottenuta con l'introduzione in circuito del condensatore elettrolitico E di grande capacità, che si carica alla tensione somma delle due tensioni presenti su R_1 ed R_2 e si oppone ad ogni sua variazione.

Se l'ampiezza della portante aumenta ad ogni diodo è applicata una tensione maggiore e sulle due resistenze dovrebbe risultare una tensione somma più elevata, ma perchè ciò avvenga occorre che i diodi forniscano una notevole carica al condensatore. Questa maggiore corrente raddrizzata carica notevolmente il secondario ed il primario del discriminatore per cui l'ampiezza della tensione può variare limitatamente. Quando l'ampiezza della portante diminuisce, il condensatore E tende a scaricarsi sulle resistenze R_1 ed R_2 liberando i diodi dal carico imposto da queste e quindi riducendo il carico sul trasformatore del discriminatore, le cui tensioni diventeranno più ampie.