

BIBLIOTECA di RADIOTECNICA

N. CALLEGARI

ONDE CORTE E ULTRACORTE

**TEORIA E PRATICA DEI COMPLESSI RICEVENTI E
TRASMITTENTI PER ONDE CORTE E ULTRACORTE**

SECONDA EDIZIONE



**EDITRICE IL ROSTRO
MILANO - VIA SENATO, 24**

1945

N. CALLEGARI

ONDE CORTE E ULTRA CORTE

TEORIA E PRATICA DEI COMPLESSI RICEVENTI E
TRASMITTENTI PER ONDE CORTE E ULTRA CORTE



EDITRICE IL ROSTRO
MILANO · 1945

TUTTI I DIRITTI RISERVATI

PREFAZIONE ALLA 2^A EDIZIONE

I progressi della tecnica di questi ultimi anni ed in particolare quelli inerenti le onde corte, anche in relazione alle esigenze tecniche della guerra, hanno portato a notevoli innovazioni la cui ripercussione nel campo dilettantistico non è indifferente.

“Onde Corte ed Ultracorte,, che vide la luce un lustro fa e la cui preparazione era ancora anteriore, non poteva, nella stessa forma, soddisfare alle esigenze attuali.

Per queste ragioni, ad esaurimento della 1^a edizione, ho provveduto ad un completo rifacimento dell'opera arricchendola di nuovi capitoli e descrizioni ed aggiornandola in molte sue parti.

“Onde Corte ed Ultracorte,, conserva però sempre il suo carattere di lavoro originale. Gli apparecchi ed i componenti che in esso sono descritti sono tutti frutti di esperienze effettuate in persona prima, con i mezzi a disposizione di un laboratorio fra i più importanti dell'Industria radiotecnica nazionale.

I dilettanti potranno dunque trovare in queste pagine una sicura guida per le loro ricerche, senza dover ricorrere ad opere di lingua straniera non sempre rispondenti alle nostre condizioni e possibilità, certi di non vedere delusa la loro fiducia.

l'Autore

PARTE PRIMA

NOZIONI GENERALI

1) GLI ELETTRONI NEI FENOMENI ELETTRICI

La corrente elettrica non è, come è possibile a tutta prima pensare, costituita da uno scorrere continuo di un fluido in un conduttore, ma è costituita dal passaggio ad alta velocità di granuli di energia elettrica aventi il valore di $1,59 \cdot 10^{-10}$ Coulomb.

Di questi granuli di energia elettrica ne esistono due specie: di positivi e di negativi. I primi sono chiamati protoni o elettroni positivi, i secondi negativi o più comunemente elettroni negativi o semplicemente elettroni.

Nei fenomeni elettrici appaiono generalmente i soli elettroni negativi perchè solo questi sono facilmente svincolabili dalla materia: i protoni invece sono sempre legati alla materia e difficilmente si può isolarli da questa.

Per il fenomeno dell'attrazione o repulsione fra cariche elettriche, avviene che gli elettroni negativi sono sempre respinti dalle cariche negative e attratti verso le cariche positive ed è appunto per questo motivo che quando si comunicano agli estremi di un conduttore due cariche elettriche opposte, entro questo si forma una corrente elettrica. Per quanto si è detto è chiaro che il percorso di questi elettroni sarà nel senso dal *negativo al positivo* e quindi questa sarà la *reale direzione della corrente elettrica*.

Una vecchia convenzione vuole invece che la corrente elettrica si consideri come passaggio di cariche positive dal polo positivo al negativo. Dal momento che cariche elettriche opposte che si muovono in sensi opposti hanno effetti uguali, pur sapendo di commettere un errore, adotteremo passivamente la convenzione, riservandoci di richiamarci alla realtà dei fenomeni quando sia indispensabile.

La fisica moderna è giunta a stabilire anche che la materia di tutte le sostanze non è un tutto omogeneo e compatto, ma è una aggregazione di piccolissimi granuli materiali detti atomi, ben distinti e divisi fra loro e tenuti assieme da forze identificabili con quella di gravità, che prendono il nome di forze di coesione.

Ognuno poi di questi atomi è costituito esclusivamente da elettroni e protoni, fra loro vincolati da forze elettriche, riunite in sistemi equilibrati. Ogni atomo sarebbe un sistema planetario nel quale uno o più protoni occuperebbe il posto di sole ed un numero equivalente di elettroni quelli di pianeti.

Gli elettroni, appunto perchè periferici, sono più soggetti a staccarsi dall'atomo. Quando uno o più elettroni si staccano dall'atomo, in questo rimangono in prevalenza le cariche positive.

La carica positiva di un corpo è dunque dovuta a deficienza di elettroni in esso, mentre la carica negativa è dovuta a sovrabbondanza di questi.

Il passaggio della corrente nei conduttori si spiega con la possibilità degli elettroni di propagarsi nei vuoti intra-atomici che sono estesissimi di fronte alla minuscola dimensione degli elettroni e dei protoni.

Il passaggio della corrente elettrica avviene, nella generalità dei casi, attraverso la materia del conduttore e non già alla superficie di questo come una imperfetta conoscenza dei fatti può lasciar credere.

Infatti, come vedremo, la resistenza dei conduttori si calcola in base alla sezione di questi non già in base alla superficie. Soltanto quando l'elettricità staziona in un conduttore, per effetto della repulsione che gli elettroni, essendo tutti negativi, esercitano l'uno sull'altro, questi tenderanno ad allontanarsi portandosi alla superficie e distribuendosi su di questa. Se gli elettroni sono in moto, la repulsione viene compensata da una forza d'attrazione, d'origine magnetica, che si viene a formare a cagione del moto, per cui questi sono portati a scorrere nell'interno del conduttore.

Ogni elettrone in moto genera un campo magnetico circolare attorno a sè in un piano perpendicolare alla direzione del moto; ne segue che più elettroni che si muovono insieme nella stessa

direzione produrranno tanti campi diretti nello stesso senso, che tenderanno a far avvicinare gli elettroni stessi ed a fondersi insieme per formare un unico campo generale circolare attorno al fascio di elettroni. Questa è appunto la ragione per la quale un conduttore percorso da corrente elettrica genera un campo magnetico circolare attorno a sè (Fenomeno Oersted) (fig. 1). Avvolgendo a spirale il conduttore, i campi delle singole spire si sommano e danno luogo ad un campo risultante interno alla spirale e parallelo all'asse di questa (fig. 2).

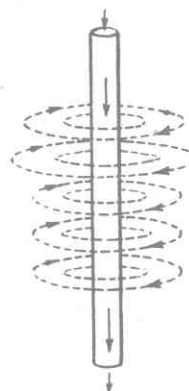


Fig. 1

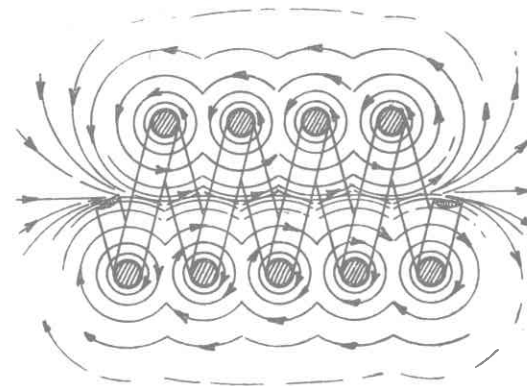


Fig. 2

L'elettrone per essere messo in moto richiede dissipazione di energia cinetica per formare il campo magnetico di cui si è detto. Quando viceversa cessano le forze che hanno causato il movimento, il campo restituisce la sua energia sotto forma di energia cinetica tendente a far proseguire l'elettrone (detta "forza elettromotrice,,).

Così se attorno ad un elettrone fermo si produce un campo magnetico, o se ne fa annullare uno già esistente, d'origine esterna, l'elettrone si mette in moto in sensi opposti nei due casi.

Ciò spiega la *mutua induzione*; infatti dai due conduttori, avvolti a spirale, coassiali, se il primo viene fatto percorrere da corrente, produce un campo che al suo crescere influisce sugli elettroni del secondo e li mette in moto producendo due cariche

opposte agli estremi di questo, dette cariche scompaiono per reciproca elisione appena il campo si stabilizza. Quando poi il campo viene a cessare, variando nuovamente di valore, gli elettroni si metteranno in moto in senso opposto, per ciò che si è detto, e all'estremo del conduttore si avranno due cariche di segni opposti, invertite rispetto alle precedenti, che spariranno appena il campo assumerà un valore costante, magari nullo.

Ma se il campo magnetico produce tale effetto sul secondo conduttore, non vi ha ragione perchè non lo produca anche su quello stesso che lo ha generato; infatti così avviene ed il fenomeno che consiste nell'induzione di correnti di un avvolgimento su sè stesso, è noto sotto il nome di *autoinduzione*.

Gli elettroni, percorrendo i conduttori, possono essere più o meno ostacolati dagli atomi di questi ed urtarne quindi un numero maggiore o minore. La perturbazione prodotta dall'urto o dall'attraversamento di un atomo, da parte di un elettrone, si risolve in un movimento oscillatorio degli elettroni dell'atomo che richiede la dissipazione di una certa qual energia da parte delle forze che muoveranno l'elettrone e che si palesa all'esterno e nel conduttore stesso con una oscillazione elettromagnetica (e.m.) ad altissima frequenza, nota sotto il nome di energia termica o calore.

Il fenomeno è detto « effetto Joule ».

L'attitudine di un conduttore ad ostacolare il passaggio di elettroni è detta *resistenza* (R) e si misura in Ohm (Ω).

Gli elettroni possono infine stazionare su di un conduttore; in questo caso conferiscono ad esso l'attitudine a compiere azioni elettriche pari alla somma delle azioni elettriche che può svolgere ciascun elettrone. Effetto analogo avviene in conduttori nei quali il numero di protoni sia in eccedenza su quello degli elettroni.

Si dirà allora che sul conduttore vi è una *quantità di elettricità* (Q) positiva o negativa. Tale quantità dipende dal numero di elettroni liberi che si trovano sul conduttore, o degli elettroni positivi, che sono in eccedenza.

La quantità di elettricità ci fornisce dunque una nozione del numero di elettroni, pur non essendo misurata da tale numero.

Il rapporto fra la quantità di elettricità che passa per un conduttore in un tempo (t) ed il tempo (t) impiegato per passare, è detto *intensità di corrente* (I).

$$I = \frac{Q}{t}$$

La quantità Q si misura praticamente in Coulomb; l'intensità I in Ampères, ed il tempo (t) in secondi.

Infine un corpo sul quale sia una carica elettrica (o quantità di elettricità) è in grado di respingere o attirare altri corpi elettrizzati.

Il lavoro che compirebbero le forze elettriche di tale corpo per respingere un corpo di carica $+1$, da un punto qualsiasi all'infinito, misura il: *potenziale* (V .) di quel punto del campo. Ne segue che il potenziale di un punto della superficie di un corpo elettrizzato è misurato dal lavoro necessario per respingere un corpo carico dell'unità di quantità di elettricità dalla superficie stessa a distanza infinita.

Il rapporto fra la quantità di elettricità presente su di un conduttore ed il potenziale che questa conferisce alla superficie dello stesso è detta *capacità* (C) del conduttore

$$C = \frac{Q}{V}$$

La capacità rimane costante per un dato corpo ma varia a seconda della dimensione e forma che esso assume.

Si misura praticamente in Farad.

È detto invece *differenza di potenziale* (*d.d.p.*) il lavoro che compirebbero le forze elettriche per spostare un corpo elettrizzato con l'unità di quantità di elettricità, da un punto del campo di potenziale V_1 , ad un altro di potenziale V_2 . Si misura come il potenziale.

Un sistema di due corpi conduttori vicinissimi fra loro ma non in contatto, costituisce il *Condensatore*.

Fra i due corpi può essere interposto un isolante che prende il nome di dielettrico.

Quando i due conduttori vengono elettrizzati con cariche di nome opposto avviene che tali cariche si attirano fortemente e che quindi si trattengono reciprocamente sul condensatore.

L'influenza reciproca delle due cariche fa sì che diminuisca la *d.d.p.* fra i due conduttori permettendo che su questi si accumulino forti quantità di elettricità nonostante il basso potenziale. Anche in questo caso il rapporto fra quantità di elettricità e *d.d.p.* fra i conduttori è detto capacità del condensatore e misura quindi la sua attitudine ad immagazzinare forti quantità di elettricità a basso potenziale.

Il condensatore offre quindi forti capacità occupando piccole dimensioni. Molta influenza ha il dielettrico che in generale accresce la capacità del condensatore. Tale proprietà del dielettrico è detta *potere induttore specifico* (ϵ).

2) LE OSCILLAZIONI ELETTRO MAGNETICHE NELLO SPAZIO

Siano dati tre corpi conduttori (fig. 3) *A*, *B*, e *C*, disposti in linea, non in contatto fra loro. Se comunichiamo contemporaneamente al corpo *A* e al corpo *C* due cariche elettriche opposte (rispettivamente $+$ e $-$) queste opereranno nel corpo interposto *B*, un orientamento degli elettroni liberi verso il polo $+$ (rappresentato dal corpo *A*).

Nel corpo *B* si formerà quindi una corrente di elettroni che attratti da *A* e respinti da *C*, saranno diretti nel senso $C \rightarrow A$ e che causerà ai suoi estremi due cariche opposte, l'una dovuta ad eccesso di elettroni, l'altra a deficienza degli stessi: cioè il corpo *B* diverrà positivo in prossimità di *C* e negativo in prossimità di *A*.

La corrente si arresterà non appena si siano interamente formate le cariche agli estremi del corpo.

Questo fenomeno non è che l'*influenza elettrostatica*. Invertendo poi la polarità dei corpi *A* e *C* si avrà una corrente di elettroni in *B* diretta in senso contrario a quella che lo aveva percorso in precedenza e agli estremi di esso si formeranno due

nuove cariche invertite rispetto alle precedenti. Dopo la formazione di tali cariche la corrente cesserà nuovamente. Se ora ai corpi *A* e *C* si fanno assumere cariche alternate, nel corpo *B* si formeranno correnti di elettroni alternate ed ai suoi estremi cariche elettriche pure alternate.

Se Q è la quantità di elettricità che si sposta, ad ogni inversione di polarità nel corpo *B*, ed (f) è il numero di inversioni che si hanno in un secondo, l'intensità di corrente nel corpo *B* sarà data da $Q.f$ cioè sarà tanto maggiore quanto più alta è la frequenza delle inversioni. Questo è uno dei motivi per il quale nelle radio trasmissioni vengono impiegate frequenze elevate.

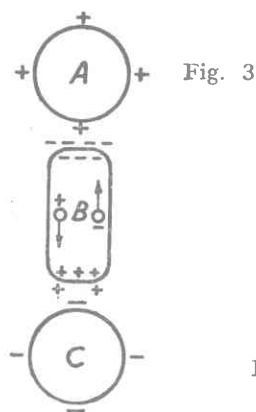


Fig. 3

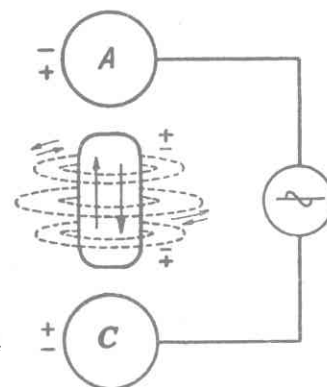


Fig. 4

Ma se il corpo *B* (fig. 4) diviene sede di una corrente alternata, si formerà attorno ad esso un campo magnetico circolare alternato che sarà tanto più intenso quanto maggiore è l'intensità della corrente e, per quanto si è detto, la frequenza di questa.

Il campo magnetico si continua a formare sia pure in misura minore, anche se si abolisce il corpo del conduttore *B*. Evidentemente il campo magnetico che così si produce è da attribuirsi all'azione delle forze elettriche del campo elettrostatico dovuto alle cariche presenti sui corpi *A* e *C*.

Ricordiamo che tanto il campo elettrico quanto il campo magnetico sono definiti in intensità e direzione dalle linee di forza rispettivamente elettriche e magnetiche che rappresentano le direzioni nelle quali le forze elettriche o magnetiche dei rispettivi campi agiscono (i vettori del campo).

Le linee di forza si rivelano nell'osservazione delle traiettorie di corpuscoli elettrizzati posti in un campo elettrico, o di corpuscoli magnetizzati in campo magnetico. È quindi intuitivo che un campo elettrico dovuto a due cariche opposte sia costituito da linee di forza che dall'una carica vanno all'altra (convenzione dal + al -) e che un campo magnetico circolare sia costituito da linee di forza circolari, chiuse su sè stesse, tendenti ad imprimere ad un corpicciolo magnetizzato di un solo nome, che si trovi nel loro campo, un movimento di traslazione ad orbita circolare.

Ricordiamo anche che la propagazione di perturbazioni elettriche o magnetiche nello spazio vuoto avviene con la velocità di $3 \cdot 10^{10}$ cm./sec. (300.000 Km.) e tale è quindi la velocità di diffusione di un campo elettrico o magnetico quando si forma nello spazio.

Torniamo ora ai corpi A e C ai quali vengono conferite alternativamente cariche opposte.

Quando A è positivo C è negativo; il campo a loro dovuto sarà costituito da un fascio cilindrico di linee di forza elettriche dirette da A verso C e circondato da un campo magnetico circolare, fascio che tenderà ad accrescere di raggio, col relativo campo magnetico, con la velocità di 300.000 Km./sec. essendo tale appunto la velocità di propagazione del campo. Quando poi le cariche di A e C si venissero ad annullare anche le ultime linee di forza del campo tenderanno ad allontanarsi dall'asse $A - C$ con la stessa velocità, ed il campo precedentemente prodotto verrà ad assumere la forma di un anello il cui raggio cresce di $3 \cdot 10^{10}$ cm./sec.

Quando le cariche elettriche di A e C si invertono, allora sorge un nuovo campo simile al precedente, ma diretto in senso opposto, che occuperà via via tutte le posizioni del precedente.

Anche questo nuovo campo sarà circondato da un campo magnetico circolare che, per ovvie ragioni, avrà un senso di rotazione contrario a quello precedente (fig. 5).

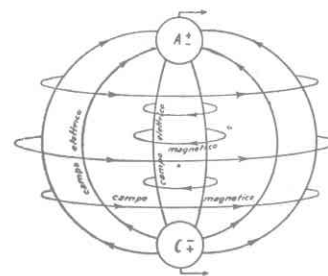


Fig. 5

Tutti i campi elettrici così prodotti e diffondentisi nello spazio avranno linee di forza perpendicolari al piano lungo il quale avviene la propagazione, mentre le linee di forza del campo magnetico saranno tante circonferenze giacenti su piani paralleli a quello di propagazione. Quindi le linee di forza elettriche e magnetiche giaceranno su piani fra loro perpendicolari (fig. 6).

Per analogia meccanica i campi elettrici anulari di cui si è parlato sono detti onde elettriche e quelli magnetici onde magnetiche. La distanza di due massimi successivi di due onde è detta lunghezza d'onda.

Essendo la velocità di propagazione di tutte le onde come si è detto di $3 \cdot 10^{10}$ cm./sec. la distanza fra due di queste sarà sempre costante, così la lunghezza d'onda.

Se f era la frequenza delle inversioni di carica, $\frac{1}{f}$ sarà il tempo intercorrente fra la formazione di un massimo di campo e quello del massimo del campo successivo. Ricordando che la

velocità di propagazione è di $3 \cdot 10^{10}$ cm./sec. la lunghezza d'onda sarà data da

$$\lambda = \frac{1}{f} 3 \cdot 10^{10} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{f} \text{ centimetri, cioè: } \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \text{ metri}$$

Veniamo ora a considerare le forme delle onde emesse da un dipolo oscillante ad alta frequenza. Un dipolo è un sistema conduttore rettilineo (un filo cilindrico) ai cui estremi si formano alternativamente cariche opposte.

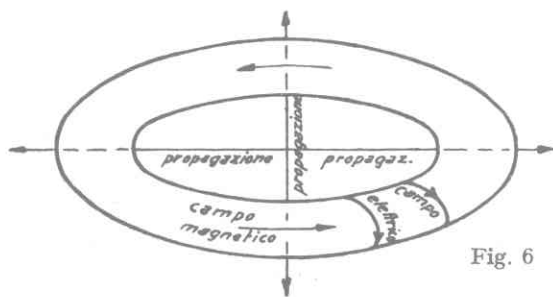


Fig. 6

Il caso è particolarmente interessante per lo studio delle onde corte.

In un sistema come quello citato, la formazione delle cariche opposte agli estremi si può considerare come la scissione di due cariche di nome opposto, reciprocamente neutralizzate, giacenti nel punto di mezzo del conduttore, che vanno a raggiungere le posizioni estreme di questo. Potremo anche ammettere che l'inversione delle polarità agli estremi, avvenga per il passaggio di ciascuna carica dall'estremo in cui si trova, all'altro, lungo il conduttore, con il conseguente loro incrocio nel punto di mezzo di questo. Questo è in effetto il carattere delle correnti oscillanti nei conduttori isolati, i quali ricevendo correnti elettriche dal campo, divengono sede di correnti dovute a cariche ricavate in seno a sè stessi, che li percorrono alternativamente in sensi op-

posti. Tornando dunque al dipolo (fig. 7) potendosi ritenere che le linee di forza del campo abbiano i loro estremi sulle cariche, avverrà che quando gli estremi (a) e (b) del dipolo saranno rispettivamente (+) e (-), si formerà un campo fusiforme di linee

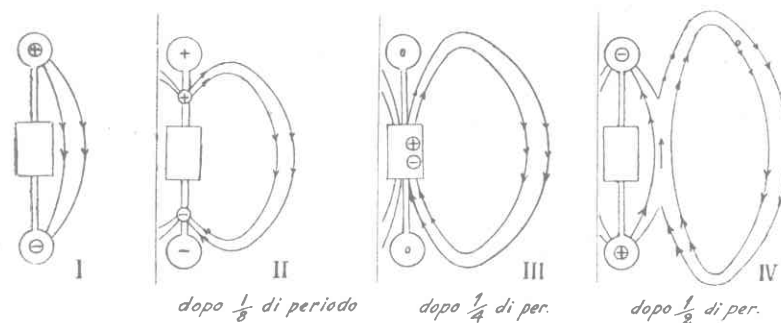


Fig. 7

di forza, dirette da (a) verso (b), il cui raggio equatoriale crescerà (con velocità di $3 \cdot 10^{10}$ cm./sec.). Quando la corrente del dipolo passerà per lo zero (essendo alternata) avremo l'incrocio di cariche nel punto di mezzo e quindi la chiusura delle linee di forza del campo elettrico che viene così ad assumere la forma di toro con le linee di forza che lo percorrono circolarmente nei piani passanti per il suo asse. Durante il tempo intercorso fra la formazione del campo e la chiusura delle sue linee di forza, avremo avuto nel conduttore una corrente dovuta alla riunione nel centro delle due cariche che prima erano all'estremo di esso. Questa corrente avrà così prodotto un campo magnetico circolare che essendosi dilatato con velocità uguale a quella di propagazione del campo elettrico, si troverà ad occupare la zona interna del toro, percorrendolo in tutta la sua lunghezza (circonferenza). Con ugual procedimento a quello descritto, si formeranno l'uno dopo l'altro dei campi elettrici toroidali vorticosi, contenenti ognuno un campo magnetico. I campi così prodotti si presenteranno nello spazio come tanti anelli concentrici, ed ognuno

di essi avrà le linee di forza elettriche e magnetiche dirette in senso opposto a quelle del precedente e del successivo (fig. 8). Tutti tenderanno ad aumentare il loro raggio con la nota velocità.

Inoltre, come già si è implicitamente detto, tanto le linee di forza elettrica che quelle di forza magnetica, non coincideranno con la direzione della propagazione, ma saranno ad essa perpendicolari (fig. 6). Per questo motivo le onde *e. m.* sono dette *vibrazioni trasversali*.

Quando le oscillazioni elettromagnetiche, ed onde così emesse, abbiano ad investire un conduttore analogo a quello che le ha generate e parallelo a questo,

a seconda della direzione delle linee di forza, nasceranno nel conduttore delle correnti di spostamento degli elettroni liberi, in breve avverrà quanto si è visto per il corpo *B* sottoposto all'influenza dei corpi *A* e *C*. Siccome le linee di forza frontali di un'onda, coincidono con quelle interne della precedente e sono dirette in senso opposto delle frontali di questa, passando *f* onde al sec. per il conduttore si formerà in questo una corrente di frequenza *f* e di intensità proporzionale alla frequenza. Se invece il conduttore giacerà su di un piano perpendicolare al dipolo che ha prodotto le oscillazioni, non subirà l'azione di queste e quindi in esso non si avrà alcuna corrente elettrica. Il piano entro il quale è necessario disporre il conduttore perchè divenga sede di una corrente è detto *piano di polarizzazione dell'onda* ed è in ogni caso un piano passante per l'asse elettrico del dipolo emettitore.

Ma le oscillazioni *e. m.* non solamente per via elettrica possono rivelare la loro presenza nello spazio, esse possono rivelarsi anche per le azioni dei loro campi magnetici. Ricordiamo che questi si presentano come tanti anelli concentrici ruotanti in sensi inversi attorno al centro comune, anelli formati da fasci di linee di forza magnetica e rivestiti dei campi elettrici le cui linee di forza fanno da fasciatura. Se dunque disponiamo di un conduttore piegato ad anello, ma aperto, sul piano di polarizzazione

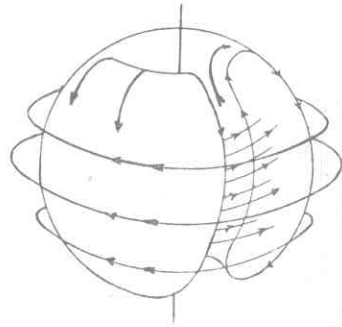


Fig. 8

dell'onda, lo spazio vuoto interno verrà ad ogni onda attraversato da un campo magnetico per cui essendo questi in ciascuna onda di senso opposto a quello della precedente e della successiva, avranno sull'anello lo stesso effetto di un campo magnetico alternato, fisso di frequenza *f*. Si formeranno dunque, nell'anello, delle correnti alternate, che daranno luogo a cariche, pure alternate, ai suoi estremi. L'orientazione nel piano di polarizzazione dell'oscillazione non è necessaria al fine di far agire sull'anello le linee di forza elettrica ma a quello di ottenere il massimo attraversamento di questo da parte della componente magnetica dell'oscillazione che, come abbiamo detto, è perpendicolare al campo elettrico.

3) LE CORRENTI ALTERNATE

Abbiamo visto come una corrente sia dovuta al passaggio in un conduttore di piccolissime particelle elettriche animate da alte velocità.

Se la velocità e il senso del moto delle particelle (elettriche) sono costanti nel tempo si ha una corrente che prende il nome di *continua*.

Se il senso è costante ma la velocità varia periodicamente (e con essa l'intensità) si ha una *corrente pulsante*.

Infine la particelle percorrono il conduttore in sensi successivamente inversi e con velocità conseguentemente variabili nel tempo, si ha una corrente *alternata*.

Si chiama *frequenza* della corrente il numero di inversioni che si hanno ad ogni secondo.

La corrente alternata presenta, come la continua, le caratteristiche di *intensità* e *tensione*. Se l'intensità e la tensione variano nel tempo con la legge del seno (trigonometria) la corrente è detta alternata *sinusoidale*.

Due correnti alternate percorrenti circuiti separati o coesistenti su di uno stesso conduttore si dicono *in fase* fra di loro quando, essendo identiche di frequenza, ai massimi di potenziale dell'una corrispondono massimi di potenziale dello stesso

nome dell'altra e ai massimi di intensità dell'una corrispondono massimi di intensità nello stesso senso dell'altra.

Quando invece le variazioni dei valori di potenziale e di intensità dell'una precedono le rispettive variazioni dell'altra si dice che la prima corrente è in *anticipo di fase* rispetto alla seconda ovvero la seconda è in *ritardo di fase* rispetto alla prima (fig. 9).

Talvolta in luogo di due correnti distinte si considera la differenza di fase dei due fattori, potenziale e intensità di una stessa corrente.

L'anticipo od il ritardo di fase si misura in gradi, tenendo presente che un periodo intero si rappresenta con 360° (vedi sinusoide in trigonometria.)

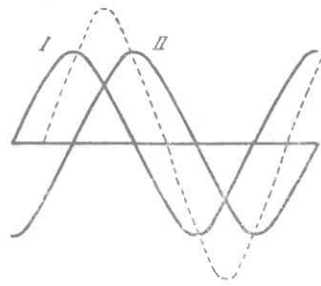


Fig. 9

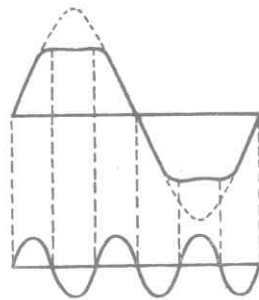


Fig. 10

Se le due correnti considerate scorrono nello stesso circuito sono passibili di sommarsi istante per istante. Così, se le due correnti sono in fase, la corrente *risultante* è pure in fase con le *componenti* ed è costituita dalla somma dei valori assunti dalle due correnti istante per istante.

Se le due correnti sono sfasate di 180° (mezzo periodo) la risultante è data dalla differenza (somma algebrica) dei valori assunti istante per istante dalle due correnti per cui se questi sono uguali la risultante è nulla.

Infine per sfasamenti intermedi la risultante si può sempre ottenere dalla somma algebrica dei valori assunti istante per istante dalle due correnti (fig. 9). Gli stessi valori della risultante

si possono ricavare considerando la sinusoide della risultante come quella descritta dal vettore rotante che è somma vettoriale dei due vettori delle sinusoidi delle correnti componenti (trigonometria).

Le correnti che hanno frequenze multiple di quella di una data corrente sono dette armoniche della corrente considerata.

Si dicono rispettivamente: 2^a armonica, 3^a armonica, 4^a armonica, n^a armonica di una data frequenza f , le correnti aventi rispettivamente frequenze:

$$2f, 3f, 4f, nf$$

Le armoniche possono sorgere in seguito a deformazione del periodo della fondamentale, come accade nei fenomeni di saturazione magnetica (nuclei) o elettronica (valvole) (fig. 10).

In una corrente alternata sinusoidale si distingue:

Il *valore massimo* della tensione o della intensità che corrisponde all'ordinata massima della sinusoide.

Il *valore efficace* di tensione o intensità che esprime l'equivalente di tensione o intensità necessario ad una corrente continua per produrre lo stesso effetto termico o dinamico della alternata data.

Infine il *valore medio* che è la media aritmetica di tutti i valori assunti dalla tensione o dalla intensità nel corso di un semiperiodo.

Fra questi valori esistono le seguenti relazioni:

$$eff = \frac{max}{\sqrt{2}} \quad ; \quad medio = \frac{2 \ max}{\pi} \quad ; \quad max = eff \sqrt{2}$$

$$max = \frac{\pi \ medio}{2} \quad ; \quad eff = \frac{\frac{\pi}{2} \ medio}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} \ medio$$

$$medio = eff \frac{2 \sqrt{2}}{\pi}$$

Dove $\pi = 3,1416$.

Quando si tratti di correnti alternate e non si indichi esplicitamente in modo diverso, le lettere I e V rappresentano rispettivamente i valori efficaci delle intensità e delle tensioni.

4) LA CORRENTE NEI CONDUTTORI

Agli effetti delle azioni termiche e della propagazione nei conduttori, la corrente alternata non differisce della continua.

Le espressioni generali sono perciò in entrambi i casi dati dalla formula di Ohm:

$$I = \frac{V}{R} \quad \text{da cui} \quad RI = V \quad \text{ed} \quad R = \frac{V}{I}$$

dove I è in Ampère, R in Ohm, V in Volt.

La prima dice che quando agli estremi di un conduttore di resistenza R sia applicata una tensione V si ha nel conduttore una intensità I .

La seconda dice che quando un conduttore di resistenza R sia percorso da una corrente di intensità I si formerà ai suoi estremi una *d.d.p.* di valore V .

La terza dice che la resistenza di un conduttore è uguale al rapporto fra la tensione ai suoi estremi e la intensità della corrente che lo percorre.

La resistenza di un conduttore si può anche calcolare in base alle caratteristiche geometriche-fisiche di questo, infatti:

$$R = \frac{l \rho}{S} \quad \text{in Ohm}$$

Dove l = lunghezza in m; S = sezione in mm.²; ρ = resistività o resistenza specifica del metallo.

Le resistenze (si usa praticamente la parola resistenze per indicare un sistema conduttore che offra però un ostacolo alla corrente) si possono aggruppare in due modi:

in serie o cascata, nel qual caso un estremo di una resistenza comunica con quello di un'altra e quello libero di questa con un terzo; rimanendo il primo estremo della prima resistenza e l'ultimo dell'ultima liberi;

in parallelo o *derivazione*, nel quale tutti gli estremi omologhi delle resistenze sono collegati insieme in due gruppi.

Nel primo caso chiamando $R_1, R_2, R_3 \dots R_n$ le diverse resistenze, si ha:

$$\text{Resistenza totale} \quad Rt = R_1 + R_2 + R_3 + \dots R_n$$

Nel secondo caso invece

$$Rt = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \frac{1}{R_n}}$$

Quando tutte le (n) resistenze sono uguali fra di loro si ha:

$$\text{Per la serie} \quad Rt = R_1 \cdot n$$

$$\text{per il parallelo} \quad Rt = \frac{R_1}{n}$$

In un sistema che sia percorso da una corrente totale di intensità I ed abbia agli estremi una *d.d.p.* V , l'energia elettrica tramutata in calore ad ogni sec. è data da:

$$W = VI$$

W è detto *potenza* e si misura in *Watt*.

Ricordando le espressioni della V e della I derivate dalla formula di Ohm, si avrà anche:

$$W = VI \quad W = RI^2 \quad W = \frac{V^2}{R}$$

5) IL CONDENSATORE

La capacità di un condensatore a placche piane poste a piccola distanza, è data da:

$$C = \frac{S\varepsilon}{4\pi d} \text{ in cm. (CGS) (unità CGS di capacità)}$$

Dove S = superficie di una armatura in cm.^2 ; ε = potere induttore specifico del mezzo interposto fra le armature; d = distanza fra le placche in cm.

Per ottenere la capacità in Microfarad, basta dividere il risultato per 900.000.

Anche i corpi isolati sono atti ad immagazzinare energia elettrica (statica). Così, per conduttori sferici la capacità è espressa dalla semplice formula $C = r$ cioè la capacità in cm. CGS è uguale numericamente al raggio della sfera in cm. (da cui l'adozione della misura in cm. della capacità).

Se il conduttore è un filo rettilineo teso parallelamente ad un piano conduttore, la capacità del condensatore così formato è:

$$C = \frac{\varepsilon l}{2 \log. \frac{2d}{R_1}} \text{ in cm. CGS}$$

Dove ε = potere dielettrico del mezzo; d = distanza fra il conduttore e il piano in cm., R_1 è il raggio in cm. del conduttore, l = lunghezza del conduttore.

È questo il caso di conduttori d'aereo tesi parallelamente al suolo ad altezza d .

I condensatori possono, come le resistenze, essere posti in parallelo o in serie.

Le formule relative alle resistenze in serie valgono per i condensatori in parallelo e viceversa, così, per:

$$\text{Condensatori in parallelo; } Ct = C_1 + C_2 + C_3 + \dots C_n$$

e per i condensatori in serie:

$$Ct = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \frac{1}{C_n}}$$

Quando gli n condensatori componenti sono tutti della stessa capacità le due formule diventano rispettivamente:

$$Ct = C_1 \times n \quad Ct = \frac{C_1}{n}$$

Collegando un condensatore ad un generatore di corrente di potenziale V sulle placche del condensatore si formeranno cariche elettriche per un valore complessivo di:

$$Q = CV$$

Dove Q è la carica in Coulomb, C la capacità in Farad, V è la tensione in Volt.

Se la carica è durata un tempo t (secondi), la intensità media che avrà percorso i terminali del condensatore sarà stata

$$I_{med} = \frac{Q}{t} = \frac{CV}{t} \text{ in Ampère}$$

Se il condensatore viene inserito ad una sorgente di corrente alternata (di frequenza f), avendo questa $2f$ variazioni al sec. (dal $+$ al $-$ e dal $-$ al $+$) si avrà:

$$\text{tempo di variazione } t = \frac{1}{2f}; \text{ inoltre tenendo presente che}$$

per una corrente alternata la tensione varia da $+V_{max}$ a $-V_{max}$ in totale $2V_{max}$. Avremo:

$$I_{med.} = \frac{C(2V)}{1} = 4fCV_{max}$$

Ma V è il valore massimo che è dato da

$$V_{max} = V_{eff.} \sqrt{2} \quad \text{avremo perciò:}$$

$$I_{med.} = 4 \sqrt{2} f C V_{eff.} \quad \text{e ricordando che}$$

$$I_{eff.} = \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} I_{med.} \quad \text{otterremo}$$

$$I_{eff.} = \frac{\pi}{2 f \sqrt{2}} 4 \sqrt{2} f C V_{eff.} \quad \text{cioè}$$

$$I_{eff.} = 2 \pi f C V_{eff.} \quad (1)$$

che è l'intensità efficace che percorre un condensatore di capacità C inserito a una sorgente di corrente alternata di tensione V (efficace) e frequenza f . Dalla formola suddetta si ricava anche:

$$V_{eff.} = \frac{I_{eff.}}{2 \pi f C} \quad C = \frac{I_{eff.}}{2 \pi f V_{eff.}}$$

$$f = \frac{I_{eff.}}{2 \pi C V_{eff.}}$$

La formola (1) si può anche mettere sotto la forma:

$$I = \frac{V}{\left(\frac{1}{2 \pi f C}\right)} \quad \text{formola analoga a quella di Ohm nella quale } \left(\frac{1}{2 \pi f C}\right)$$

rappresenta un ostacolo offerto alla corrente ed è detto *Reattanza capacitiva o capacitanza* (X_c).

Vediamo ora quale è l'andamento delle variazioni di intensità della corrente che percorre il condensatore in funzione della variazione del potenziale (fig. 11).

1) Il potenziale (fra i terminali) sale da O a $+V_{max}$. Il condensatore viene percorso da una corrente di carica che cesserà quando, a carica compiuta, il potenziale ha raggiunto il massimo valore e si è stabilizzato.

2) Il potenziale va da $+V_{max}$ a O . Il condensatore si scaricherà sulla linea della sorgente fornendo corrente che avrà senso opposto di quella precedente.

3) Il potenziale va da O a $-V_{max}$. Il condensatore (per le stesse ragioni del tempo 1) si caricherà ma in senso opposto, assorbendo una corrente che, per essere opposta a quella della carica precedente, sarà nello stesso senso di quella della scarica e sarà perciò in continuazione di questa.

Tale intensità si annullerà a carica completa quando cioè il potenziale ha raggiunto $-V_{max}$.

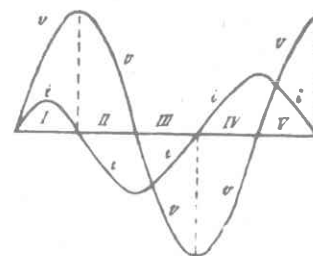


Fig. 11

4) Il potenziale va da $-V_{max}$ a O . Il condensatore restituisce la sua energia scaricandosi sulla linea, ma essendo caricato oppostamente, il senso della corrente sarà inverso di quello del tempo 3.

5) Il potenziale va da O a $+V_{max}$. Si ripete il ragionamento del tempo 1.

La intensità in un condensatore ha dunque i suoi minimi quando il potenziale passa per i massimi e viceversa. Le variazioni della intensità precedono cioè di $1/4$ di periodo quelle del potenziale. Si dice così che la capacità *sfasa* l'intensità *in anticipo* sul potenziale di $1/4$ di periodo.

6; L'INDUTTANZA

Un conduttore percorso da una corrente produce un campo magnetico.

Se l'intensità della corrente sarà variata in un tempo t d'un valore I , il flusso totale del campo avrà subito pure in tale tempo una variazione.

Ma un campo di valore variabile tende a provocare delle *f.e.m.* nei conduttori, cosicchè nel nostro caso (autoinduzione), agli estremi del conduttore si avranno delle cariche opposte, quindi una *d.d.p.* d'autoinduzione.

La legge del fenomeno è data da:
$$V \text{ med.} = \frac{I}{t} L .$$

L è un coefficiente di proporzionalità che è detto *coefficiente di autoinduzione (L) o induttanza* del conduttore considerato.

È facile rilevare dalla formula che se l'intensità è uguale a un Ampère e il tempo a un secondo si ha $V \text{ med.} = L$ cioè la tensione media che si produce agli estremi del conduttore fornisce la misura del coefficiente d'autoinduzione di questo.

Il coefficiente d'autoinduzione o induttanza si misura in Henry.

L'induttanza di un conduttore si può ricavare anche dalle sue caratteristiche geometriche. Così per un conduttore avvolto a spirale si ha in generale:

$$L = \frac{4\pi N^2}{l} \mu S \cdot 10^{-9}$$

Dove, N è il numero di spire, l = lunghezza in cm. dell'avvolgimento, S = sezione del campo interno in cm.², μ = permeabilità del mezzo nel quale si forma il campo (per l'aria $\mu = 1$).

Tale formula è valevole quando il rapporto $\frac{S}{l}$ sia molto piccolo. Quando però si voglia procedere al calcolo di una induttanza per alta frequenza è bene tener presente che non si otterrà mai un risultato molto soddisfacente

Infatti le formule per il calcolo di dette induttanze (derivate da quelle di Nagaoka) sono irte di coefficienti variabili ottenuti sperimentalmente.

I procedimenti più speditivi consistono nella adozione di grafici e tabelle che è facile rintracciare fra la stampa radio-tecnica e nello sfruttamento del principio della risonanza dei circuiti oscillatori come vedremo poi.

Anche un semplice conduttore rettilineo presenta una certa induttanza, il suo valore è in generale definito da:

$$L = 2l \left(\log. \frac{2l}{r} - \frac{3}{4} \right)$$

Dove l è la lunghezza in cm., r il raggio del conduttore in cm., L l'induttanza in unità e. m. CGS.

Sottoponendo una induttanza al passaggio di corrente alternata di frequenza f avremo che, variando questa $2f$ volte al se-

condo, la durata di una variazione sarà $\frac{1}{2f}$ e, ricordando che la variazione della intensità sarà di $2I$ (poichè questa va da $+I$ a $-I$), avremo:

$$V \text{ med.} = \frac{2I}{\frac{1}{2f}} L = 4f LI \text{ med.}$$

$$\text{da cui } V \text{ eff.} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} 4f LI \text{ max} = \pi \sqrt{2} f LI \sqrt{2}$$

$$\text{ossia } V = 2\pi f LI$$

Anche in questo caso notiamo che se all'espressione $2\pi f L$ si sostituisce R si ha la formula di Ohm. L'espressione $2\pi f L$ rappresenta dunque l'ostacolo offerto da una induttanza ad una corrente alternata ed è perciò detta *Resistenza induttiva o reattanza (XL)*.

Vediamo ora quale sarà l'andamento della intensità della corrente che percorre l'induttanza quando agli estremi di questa sia applicata una *d.d.p.* alternata sinusoidale (fig. 12).

1) Il potenziale va da O a $+V_{max}$.

Gli elettroni sollecitati dalla *f.e.m.* crescente offrono un crescente ostacolo al moto nel senso della *d.d.p.* richiedendo energia per formare il campo magnetico. Con un minimo di intensità per $+V_{max}$.

2) Il potenziale va da $+V_{max}$ a O .

Gli elettroni non sono più sollecitati dalla *f.e.m.* dovuta alla *d.d.p.* applicata, il campo restituisce la sua energia sotto forma di *f.e.m.* che tende a far proseguire gli elettroni (nel senso della *d.d.p.* cessante), con un massimo positivo di intensità per $V = O$.

3) Il potenziale va da O a $-V_{max}$. La *f.e.m.* agente sugli elettroni cresce fino ad un massimo e cresce così (per le ragioni del tempo 1) anche l'opposizione degli elettroni al moto nel senso della *d.d.p.* a cagione della formazione del campo magnetico contrario a quello del tempo 1. Con un minimo di intensità per $-V_{max}$.

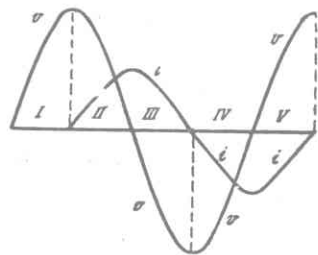


Fig. 12

4) Il potenziale va da $-V_{max}$ a O . Per le ragioni dette. (del tempo 2) il campo restituisce l'energia sotto forma di *f.e.m.* tendente a far proseguire gli elettroni nel senso della *d.d.p.* cessante. Con massimo negativo di intensità per $V = O$.

5) Il potenziale va da O a $+V$. Si ripete ciò che si è detto per il tempo 1.

L'intensità della corrente alternata percorrente una induttanza pura ha dunque i massimi quando il potenziale passa per i minimi e segue le variazioni di questo con $1/4$ di periodo di ritardo.

Si dice perciò che l'induttanza (o la reattanza) sfasa l'intensità in ritardo sul potenziale di $1/4$ di periodo.

7) L'IMPEDENZA Z)

La reattanza induttiva, per poter causare i fenomeni di cui si è parlato, deve essere assolutamente priva di resistenza perchè in caso contrario lo scambio di energia fra campo magnetico e corrente (elettroni in movimento), non può essere completo a cagione delle dispersioni in calore per effetto Joule.

Analogo ragionamento vale anche per la reattanza di capacità. Siccome praticamente la resistenza dei conduttori non è mai nulla, non vi saranno mai delle reattanze pure.

Quando una reattanza (capacitiva od induttiva) non è pura ma si trova in serie ad una resistenza (la resistenza dei conduttori si considera in serie), l'ostacolo complessivo Z offerto alla corrente alternata è dato da:

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + R^2}$$

$$Z = \sqrt{X_L^2 + R^2} = \sqrt{(2\pi f L)^2 + R^2}$$

Tale ostacolo è detto *impedenza*.

Comunemente e molto impropriamente un avvolgimento con o senza nucleo di ferro che venga espressamente adibito ad ostacolare una corrente alternata determinata è detto « impedenza ». Sono dette impedenze ad alta frequenza (*AF*) quelle destinate ad impedire il passaggio di correnti a frequenza elevata, impedenze di media frequenza (*MF*) ed a bassa frequenza (*BF*) quelle destinate ad ostacolare le correnti di tali frequenze. Queste ultime sono generalmente fornite di nucleo di ferro.

8) CIRCUITO OSCILLATORIO

Un circuito costituito da un condensatore e da una induttanza è detto *circuito oscillatorio*.

Evidentemente questi due organi si potranno connettere in due modi diversi ed avremo perciò un *circuito oscillatorio in parallelo* e un *circuito oscillatorio in serie*.

a) *Circuito oscillatorio in parallelo.*

Gli estremi del condensatore e della induttanza sono connessi fra loro e agli estremi della sorgente di corrente alternata (fig. 13).

La intensità della corrente che percorre il condensatore è, per ciò che si è detto, in anticipo di $1/4$ di periodo sulle variazioni del potenziale e quella della corrente che percorre la induttanza è invece in ritardo di $1/4$ di periodo su di queste. È lecito allora dedurre che le due intensità (quella che percorre L e quella che percorre C) sono sfasate di $1/4 + 1/4 = 1/2$ periodo, cioè sono in opposizione fra loro.

Ciò significa che quando L assorbe corrente, C la restituisce, quando L restituisce, C assorbe, ecc.

È anche intuitivo che se L restituisce tanta corrente quanto è quella che assorbe C , e viceversa, i due organi del circuito sono sufficienti l'uno all'altro e non è necessario l'assorbimento di energia dal generatore. Questa condizione si verifica per:

$$X_c = X_L \quad \text{cioè} \quad 2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

tale condizione è detta: condizione di risonanza.

A identica conclusione si arriva per via matematica. Infatti, l'impedenza totale offerta dal parallelo di cui sopra, tenuto conto degli sfasamenti dei due rami, è data da:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}} = \frac{X_L X_C}{X_L - X_C}$$

per cui quando $X_c = X_L$ (cioè $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$), si avrà:

$$\frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C} = \frac{X_L \cdot X_C}{0} = +\infty$$

cioè l'impedenza offerta dal sistema alla sorgente è infinita ossia non vi è alcun assorbimento di energia.

Le formule precedenti partono però dal presupposto che la resistenza del circuito sia nulla.

In realtà questa condizione non si avvera mai, perchè tutti i conduttori offrono una resistenza. Se il circuito ha dunque una resistenza R , è evidente che una quantità di energia $W = LI^2$ andrà dispersa in calore ad ogni secondo.

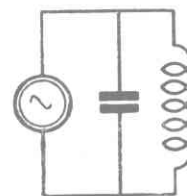


Fig. 13

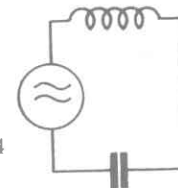


Fig. 14

Tale dispendio di energia abbassa il potenziale della corrente oscillante, rendendolo minore di quello del generatore. Il circuito oscillatorio assorbirà allora corrente dal generatore cioè non avrà più resistenza infinita. L'impedenza in tale caso è data da:

$$Z_r = \frac{L}{CR}$$

La corrente assorbita, andando dispersa nella resistenza, sarà in fase con il potenziale (tensione), perciò tale impedenza si comporterà come una resistenza ohmica, e per questa ragione viene denominata *resistenza dinamica* o di risonanza. In condizione di risonanza, avremo nel circuito oscillatorio una dispersione di

energia pari a $W = I_r^2 \times L$, dove I_r è l'intensità della corrente di risonanza ed R è la resistenza ohmica dei conduttori del circuito oscillante.

Tenendo presente che la tensione massima agli estremi del circuito oscillante è la tensione V della alimentazione, avremo in questo caso:

$$I_r = 2\pi f C V \quad \text{ovvero} \quad I_r = \frac{V}{2\pi f L}$$

che è la stessa cosa, essendo $X_L = X_C$.

Sarà facile concludere che la potenza dissipata nel circuito oscillatorio sarà:

$$W = R (2\pi f C V)^2 \quad \text{ovvero} \quad W = R \left(\frac{V}{2\pi f L} \right)^2$$

b) *Circuito oscillatorio in serie.*

Un estremo dell'induttanza è connesso al condensatore ed i due rispettivi estremi liberi sono connessi alla sorgente (fig. 14).

Un circuito di questo genere, quando si supponga nulla la resistenza offerta dalla sorgente, si può sempre considerare come un parallelo fra induttanza e capacità.

Avverrà dunque che quando $X_L = X_C$ il circuito sarà in grado di oscillare in modo analogo a quello di un circuito oscillatorio in parallelo. Cioè, ogni scarica del condensatore fornirà energia alla induttanza, questa diverrà sede di una *f.e.m.* d'auto-induzione sufficiente a ricaricare il condensatore della quantità di elettricità che possedeva prima della scarica, e così via.

Lo scambio di energia fra il condensatore e l'induttanza continuerebbe indefinitamente, senza la necessità di somministrazione di energia dall'esterno, se la resistenza del circuito fosse nulla.

Siccome il generatore è in serie, la somministrazione di energia sarà sempre possibile, cosicchè all'energia fornita dal primo periodo dalla sorgente al circuito, energia che continua ad oscillare fra L e C , si sommeranno le energie dei singoli periodi successivi della corrente del generatore.

Ad ogni periodo l'energia in giuoco aumenterà, così il potenziale e l'intensità della corrente che tenderanno a valori infiniti. Ma il generatore fornisce un potenziale finito ed un circuito al quale applicando un potenziale finito lascia passare una corrente d'intensità infinita (teoricamente) rappresenta un cortocircuito ovvero un circuito di resistenza od impedenza nulla.

Dunque per la condizione di risonanza, l'impedenza offerta da un circuito oscillatorio in serie è nulla.

Questo s'intende quando la resistenza ohmica del circuito oscillatorio sia nulla e questo si componga di una capacità e di una induttanza pura.

Si conclude ugualmente per via matematica. Infatti, l'impedenza offerta da una serie di una reattanza induttiva e di una reattanza capacitiva, è data da:

$$Z = X_L - X_C$$

per cui, avendosi per la condizione di risonanza $X_L = X_C$, si avrà anche $Z = 0$.

Praticamente la resistenza ohmica del circuito non è mai nulla ed in tale caso, essendo R la resistenza, l'impedenza sarà espressa da:

$$Z = \sqrt{(X_L - X_C)^2 + R^2} \quad \text{cioè} \quad Z = \sqrt{\left(2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + R^2}$$

e per $X_L = X_C$ si avrà $Z = \sqrt{0 + R^2} = R$ cioè l'impedenza offerta è uguale alla resistenza ohmica dei conduttori del circuito oscillatorio. In questo caso se il potenziale del generatore è V_1 , l'intensità percorrente il circuito sarà:

$$I = \frac{V_1}{R}$$

per cui la potenza dissipata nel circuito oscillatorio a causa della

resistenza sarà $W = \frac{V_1^2}{R}$ e la tensione V_2 agli estremi del con-

densatore avrà un valore:

$$V_2 = XcI = \frac{1}{2\pi f C} I = \frac{V_1}{2\pi f C R}$$

e la tensione agli estremi della induttanza:

$$V_3 = X_L I = 2\pi f L I = \frac{2\pi f L V}{R}$$

Essendo poi $X_L = XC$, sarà anche: $V_2 = V_3$.

Non deve dunque stupire se in circuiti oscillatori alimentati da generatori a bassa tensione si notano tensioni di gran lunga maggiori di quelle del generatore.

c) *Circuito oscillatorio alimentato per via magnetica.*

Un circuito oscillatorio si può anche alimentare accoppiandolo magneticamente ad un avvolgimento percorso dalla corrente alternata del generatore. In questo caso, il circuito si comporta come un circuito oscillatorio in serie nel quale la stessa induttanza funge da generatore il cui potenziale corrisponde a quello che si forma per induzione *e. m.* agli estremi della medesima quando questa sia disinserita dal condensatore.

È però importante tenere presente che quando un circuito oscillatorio viene accoppiato ad un altro circuito oscillatorio (ed il caso più comune è quello dell'accoppiamento magnetico) si verifica il fenomeno seguente.

Se il circuito oscillatorio primario $L_1 C_1$ è percorso da una corrente di frequenza f_1 , il circuito oscillatorio secondario $L_2 C_2$, non diverrà sede della massima corrente quando è in risonanza con la frequenza del primo, ma in corrispondenza di due frequenze diverse, l'una superiore a f_1 , l'altra inferiore ad f_1 . Queste due frequenze sono date da:

$$f_2 = \frac{f_1}{\sqrt{1-k}}; f_3 = \frac{f_1}{\sqrt{1+k}}$$

dove k è il coefficiente di accoppiamento dei due circuiti oscilla-

tori il cui valore varia fra 1 e 0 (1 per accoppiamento strettissimo, 0 per disaccoppiamento completo).

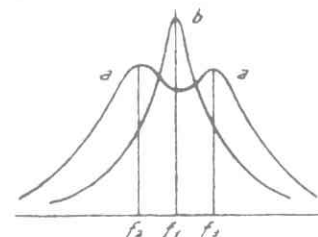


Fig. 15

Da qui la necessità di effettuare deboli accoppiamenti fra circuiti oscillatori, compatibilmente con la trasmissione della massima energia dall'uno all'altro.

La fig. 15 mostra le curve di risonanza fra circuiti oscillatori strettamente accoppiati (a) e lascamente accoppiati (b).

IL FATTORE DI MERITO (Q)

Il rapporto fra la tensione che si forma ai capi di L o di C (V_2 o V_3) e la tensione V_1 del generatore supposto in serie misura il *coefficiente di sovratensione del circuito oscillatorio*.

$$\varepsilon = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_3}{V_1}$$

evidentemente tale rapporto dipende dalle caratteristiche del circuito oscillatorio esso si mette assai meglio in evidenza sostituendo nella espressione di ε a V_2 il valore per esso trovato nelle formule precedenti:

$$\varepsilon = \frac{2\pi f L V_1}{R V_1} = \frac{2\pi f L}{R}$$

Questa nuova espressione esprime anche il rapporto fra la reattanza della bobina e la resistenza e quindi al rapporto viene dato il nome di *fattore di merito (Q) della bobina*:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} = \varepsilon$$

Evidentemente, quando si conosce il fattore Q si conosce anche ε e quindi si è in grado di giudicare di quante volte il circuito oscillatorio può moltiplicare la tensione del generatore ossia il grado di *bontà del circuito oscillatorio*.

La nozione del fattore di merito è quindi molto importante; si possono considerare valori medi quelli compresi fra 100 e 150 per circuiti oscillatori liberi. Se il circuito oscillatorio ha accoppiato un circuito secondario « caricato » ossia recante energia ad un circuito di utilizzazione, il fattore di merito scende in modo molto sensibile sino a ridursi a poche unità.

Strettamente connessa al fattore di merito è la resistenza dinamica del circuito oscillatorio, essa infatti è data dalla espressione:

$$Z_d = \omega L Q = \frac{L}{CR}$$

A parità di f e di L , la Rd è direttamente proporzionale a Q .

9) LA CONDIZIONE DI RISONANZA

Abbiamo visto che la condizione necessaria perchè si verifichi l'oscillazione è che X_L sia uguale ad X_C . Si avrà allora la equazione:

$$\frac{1}{2\pi f C} = 2\pi f L$$

è evidente che essendo 2π una costante, la eguaglianza dipenderà da valori appropriati di f , di L e di C .

Esistono valori di f che soddisfano in ogni caso alle condizioni di eguaglianza della equazione, infatti, dall'equazione data si ricava:

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad \text{cioè} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{Thomson})$$

che soddisfa l'equazione per qualsiasi valore positivo di L e C .

Da tale relazione è facile vedere che ad L e C si possono assegnare valori a piacere purchè il loro prodotto resti costante. La frequenza f che soddisfa alla condizione di risonanza è detta *frequenza di risonanza* ed è una sola per ogni circuito oscillatorio (essendo estranea la soluzione negativa).

Quando la resistenza del circuito oscillatorio non sia nulla, la frequenza di risonanza è data da:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

e l'oscillazione è possibile solo quando $\frac{1}{CL} > \frac{R^2}{4L^2}$ ossia

$$R \leq \sqrt{\frac{4L}{R^2}} \quad \text{che è la condizione di realtà del radicale. Altrimenti}$$

l'entità della energia dissipata in calore è tale da non permettere neppure un ciclo intero alla corrente del circuito oscillatorio.

Per soddisfare alla condizione di risonanza, si possono dare due casi fondamentali:

1°) la frequenza è unica ed invariabile, nel quale caso per la risonanza del circuito oscillatorio è necessario modificare opportunamente i valori di L e di C che sono dati rispettivamente da:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \quad \text{e} \quad C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

2°) oppure il circuito oscillatorio è fisso (cioè è fisso L e C) e la frequenza del generatore può assumere valori diversi e fra questi, quello che soddisfa alla condizione di risonanza.

Nel primo caso si dice che si *accorda* o si *sintonizza* il circuito sulla frequenza del generatore; nel secondo, che si è cercata la frequenza di risonanza del circuito.

Assumendo come ascisse i valori che si possono dare alla frequenza (nel secondo caso) e come ordinate i valori del potenziale letti agli estremi del circuito oscillatorio, si ottiene una curva detta di *selettività*. Tale curva presenterà un punto di ordinata massima quando l'ascissa coincide con la frequenza di risonanza.

In prossimità di tale valore massimo la curva può presentarsi con un gomito più o meno acuto che denoterà una maggiore o minore selettività del circuito oscillatorio (fig. 16).

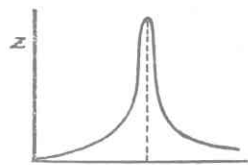


Fig. 16

La selettività di un circuito oscillatorio è dunque l'attitudine di questo a dar risalto all'oscillazione della frequenza di risonanza rispetto alle oscillazioni di frequenze prossime a quella di risonanza.

La selettività dipende dal rapporto $\frac{L}{CR}$.

Quando un circuito oscillatorio sia eccitato in modo opportuno (ad esempio, mediante un impulso di corrente), la frequenza della oscillazione della quale questo diviene sede, corrisponde alla frequenza di risonanza e quando la R è piccola è calcolabile con la formula di Thomson.

Ricordando poi che $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f}$, sarà possibile conoscere im-

mediatamente, dati i valori di L e di C , quale sarà la lunghezza d'onda di una oscillazione *e. m.* capace di far entrare in risonanza il circuito oscillatorio. Si ha così:

$\lambda = 1885 \sqrt{LC}$ dalla quale facilmente si deriva

$$L = \frac{\lambda^2}{1885^2 C} \text{ e } C = \frac{\lambda^2}{1885^2 L}$$

dove λ è in metri, L in microhenry, C in microfarad.

Per la sintonizzazione di un circuito oscillatorio su di una data frequenza, raramente si usa far variare assieme i valori della L e della C ed è pochissimo usato anche il far variare il valore della induttanza (sistema dei variometri), si usa quasi sempre invece far variare il valore della capacità.

Per realizzare praticamente la sintonizzazione si ricorre quindi ai condensatori variabili che sono generalmente costituiti da due sistemi di armature piane (uno fisso ed uno mobile od

entrambi mobili) che compenetrandosi in misura maggiore o minore fanno sì che la superficie attiva di capacità vari.

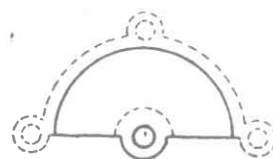


Fig. 17

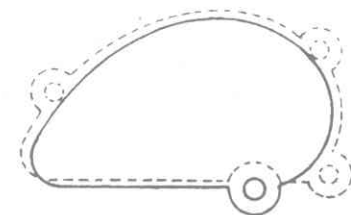


Fig. 18

La variazione di capacità può essere adeguata in modo che ad ogni grado di spostamento delle armature mobili corrisponda una costante variazione di capacità, oppure una costante variazione di frequenza o ancora una costante variazione di lunghezza d'onda.

I tre tipi di condensatore rispettivi sono denominati:

- 1) a variazione lineare di capacità;
- 2) a variazione lineare di frequenza (o quadratica di capacità);
- 3) a variazione lineare di lunghezza d'onda.

Il primo è stato da tempo abbandonato nell'uso dei ricevitori; il più in uso è il secondo. Le figg. 17 e 18 illustrano il profilo delle lame mobili di condensatori a variazione di capacità e di frequenza e la 19 mostra le rispettive variazioni di capacità.

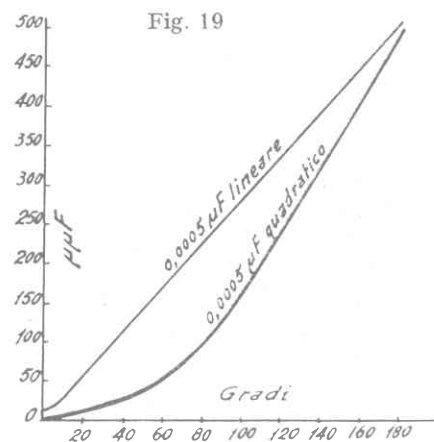


Fig. 19

10) LA PRODUZIONE DI CORRENTI AD ALTA FREQUENZA

Come si è detto al § 2 per la realizzazione delle radio comunicazioni si impiegano correnti alternate ad alta frequenza; vediamo ora come dette correnti vengono generate.

a) *Generatore a scintilla o ad oscillazioni smorzate* (figg. 20 e 21).

Consta di un trasformatore elevatore di tensione T (o rocchetto di Ruhmkorff) capace di dare nell'aria delle scintille id alcuni millimetri, di uno spinterometro S e di un circuito oscillatorio $L C$. Ogni qualvolta la tensione agli estremi di T raggiunge il valore massimo, il condensatore C acquisterà anche carica massima e nello spinterometro S avverrà una scarica. Tale scarica sarà assai violenta perchè insieme all'energia proveniente dal trasformatore si sarà scaricata anche quella immagazzinata dal condensatore. La scarica del condensatore presenta poi le caratteristiche di un passaggio molto intenso di corrente in un tempo brevissimo.

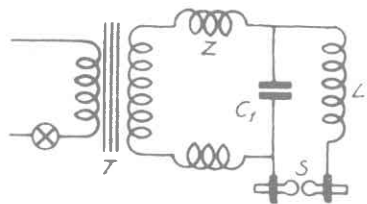


Fig. 20

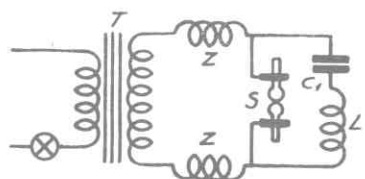


Fig. 21

Durante la scarica è evidente che un impulso di corrente verrà ad attraversare l'induttanza L cosicchè questa diverrà a sua volta sede di una *f.e.m.* capace di ricaricare il condensatore (attraverso al ponte costituito dalla scintilla). Questo, caricato, tornerà a scaricarsi dando un nuovo impulso alla induttanza L e continuerà in tal modo lo scambio di energia fra L e C fino a che durerà il ponte costituito dalla scintilla.

Il valore della energia oscillante andrà estinguendosi per trasformazione in energia termica a cagione della resistenza

dei conduttori e della scintilla. Il circuito oscillatorio costituito da L e C (che si trovano in parallelo attraverso alla scintilla) diver-

rà dunque sede di una oscillazione di frequenza $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

che, a seconda dei valori di L e di C potrà essere media, alta, altissima. Ad ogni scarica dello spinterometro si rinnoverà la serie di oscillazioni.

In ogni serie di oscillazioni l'energia della corrente oscillante va decrescendo dal valore massimo fino a valore nullo. Per questa ragione le oscillazioni stesse sono dette *smorzate*.

Le onde generate da una serie di oscillazioni smorzate costituiscono un *treno di onde* e. m. e si ha perciò un treno di onde ad ogni scarica dello spinterometro.

È da notarsi che in un circuito come quello descritto, la frequenza sarà data da:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

non essendo nulla la resistenza ed essendo anzi assai elevata quella dovuta alla scintilla.

Tenendo poi conto che la scintilla non è una resistenza costante si concluderà che anche la frequenza prodotta non è costante ma tende a decrescere.

Il decremento della oscillazione dovuto alla resistenza del circuito oscillatorio è dato da:

$$d = \frac{R}{2fL}$$

ed esprime il rapporto fra l'energia dissipata in un semiperiodo dell'oscillazione e l'energia presente all'inizio del periodo stesso. Nel nostro caso, il decremento sarà molto forte essendo elevato il valore di R (scintilla).

Per ridurre tali dannosi fenomeni si impiegano altri circuiti oscillatori che vengono magneticamente accoppiati al primo e che essendo chiusi hanno una frequenza propria costante ed un decremento assai minore (Sistema ad impulso, del Wien fig. 22).

Il generatore a scintilla si presta assai meglio di qualunque altro per la produzione di frequenze altissime (3×10^{11} periodi al secondo) e quindi alla produzione di onde ultracorte (alcuni millimetri).

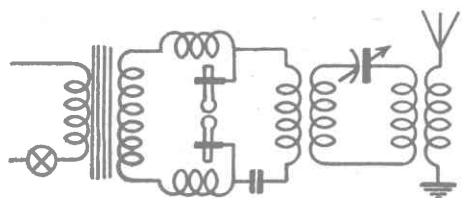


Fig. 22

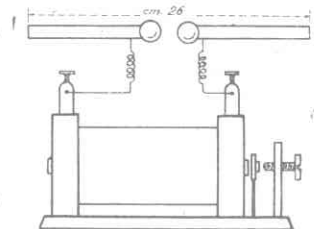


Fig. 23

La fig. 23 illustra un generatore ad onde UC a scintilla (Hertz) i cui dati sono i seguenti:

Diametri delle sfere di rame mm. 30, lunghezza dei tubi di rame mm. 260 complessivamente, lunghezza d'onda cm. 50.

L'induttanza e la capacità del circuito oscillatorio sono rispettivamente costituite dai conduttori cilindrici e dalla capacità fra di essi.

Qualche vantaggio si può ottenere collegando lo spinterometro al rocchetto di Ruhmkorff con fili sottili nudi, avvolti a spirale, senza sostegno (8-10 spire su diametro di cm. 4) e ponendo un condensatore di debole capacità ad alto isolamento fra i due estremi del rocchetto.

b) *Generatore ad arco (onde persistenti) Duddel-Poulsen.*

È costituito da un arco voltaico, fortemente «soffiato» da un campo magnetico, connesso in derivazione ad un circuito oscillante in serie (fig. 24).

Per comprendere il comportamento del generatore è necessario premettere che la resistenza dell'arco diminuisce coll'aumentare della intensità.

Quando viene inserita la corrente della sorgente, il condensatore C_1 si carica. Quando il potenziale all'estremo di questo avrà raggiunto il suo massimo valore, scoccherà l'arco e con esso si scaricherà C_1 .

La corrente di scarica di C_1 produrrà agli estremi di L_1 una *d.d.p.* tendente a far circolare la corrente in senso opposto. La corrente che così si produce sarà nel tratto comune (arco) in opposizione alla continua della dinamo e perciò l'arco sarà percorso da corrente molto meno intensa e talvolta addirittura nulla o diretta in senso opposto.

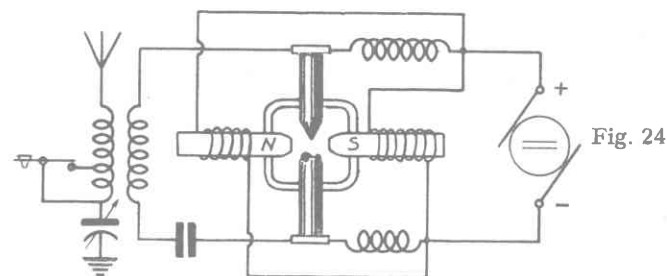


Fig. 24

La *d.d.p.* agli estremi dell'arco per l'accresciuta resistenza di questo, crescerà e si caricherà nuovamente C_1 finché, cessata l'azione dell'impulso dato dalla L_1 , l'arco sarà percorso bruscamente da una forte intensità ripetendo in tal modo il ciclo.

Le impedenze Z_1 e Z_2 sono necessarie per impedire che le correnti di AF raggiungano la dinamo. Gli elettromagneti M_1 e M_2 servono a «soffiare» l'arco per renderlo più sensibile alle variazioni di intensità.

L'arco viene di solito prodotto in ambienti raffreddati con circolazione d'acqua e contenenti una atmosfera conduttrice del calore. L'arco non è adatto alla produzione d'onde corte.

c) *Generatori ad alternatore (Latour Alexanderson) e duplicatori magnetici (Jolly).*

La soluzione più semplice per la generazione di correnti ad AF sembrerebbe quella offerta dagli alternatori ad AF e lo sarebbe forse se non intervenissero gravi complicazioni costruttive a cagione dell'altissima frequenza da produrre.

Alternatori particolarmente adatti, ruotanti a 3000 giri al minuto giungono fino a frequenze di 10.000 periodi al secondo.

Per elevare ulteriormente la frequenza si usano i duplicatori ed i moltiplicatori statici di frequenza.

Questi sfruttano il fenomeno della produzione di frequenze armoniche in un trasformatore con nucleo spinto oltre la saturazione magnetica. L'impiego dei moltiplicatori riduce fortemente il rendimento del sistema.

d) *Generatore a triodo.*

L'impiego della lampada, o valvola termoionica, come generatrice di oscillazioni si è imposto ormai a qualsiasi altro mezzo per la produzione di correnti ad *AF*.

Il *triodo* è costituito da un sistema di 3 elettrodi interni l'uno all'altro. L'elettrodo più interno, detto *catodo*, è portato ad alte temperature mediante il passaggio di corrente fornita da una apposita sorgente. Intorno a questo vi è un secondo elettrodo freddo detto *griglia*, generalmente costituito da un filo metallico nudo avvolto a spirale con le spire distanziate. Infine l'elettrodo esterno, o *placca*, che è anche freddo, è costituito da una piastra di metallo di dimensioni e forma adatte, generalmente tubolare.

I tre elettrodi sono elettricamente isolati fra di loro e sono contenuti in un recipiente privo di aria.

Il catodo è l'organo a cui spetta la funzione di emettere elettroni e può essere costituito dal filamento stesso nel quale si fa circolare la corrente d'accensione, oppure da un involucro di metallo posto intorno al filamento e da questo elettricamente isolato sul quale vengono poste delle sostanze atte ad emettere elettroni a temperature relativamente basse (ossido di bario).

Quando si connettono rispettivamente al catodo ed alla placca il polo (—) ed il polo (+) di una sorgente, nel circuito così formato si nota un passaggio di corrente; tale corrente è detta corrente anodica o di placca. Se si invertono le polarità della sorgente la corrente si annulla.

La corrente in questione è dovuta alla emissione di elettroni dal catodo. Infatti, facendo raffreddare il catodo la corrente cessa. Gli elettroni, essendo negativi, appena escono dal catodo sono attratti dalla placca positiva e corrono verso di essa neutralizzando la carica positiva che si trova su di essa quando la raggiungono. Tale neutralizzazione fa sì che la placca assorba dalla

sorgente in modo continuativo delle cariche positive determinando il passaggio di corrente.

Il catodo per la perdita continua di elettroni tenderà ad assumere un potenziale positivo per cui vi sarà una corrente anche fra questo ed il negativo della batteria.

Invertendo le polarità della sorgente, la corrente cessa per due motivi. Anzitutto perchè la placca è fredda e non può emettere elettroni, secondariamente perchè essendo negativa respinge gli elettroni che escono dal catodo cosicchè questi non possono raggiungerla.

Veniamo ora a considerare la funzione dell'elettrodo intermedio o griglia. La griglia a cagione della sua forma e della sua vicinanza al catodo potrà facilmente influire sulla emissione di elettroni da questo ma lascerà in ogni caso sfuggire attraverso le sue larghissime maglie (relativamente alle dimensioni elettroniche), molti elettroni che andranno a raggiungere la placca.

Comunicando una carica alla griglia, questa, a cagione della sua prossimità al catodo eserciterà sugli elettroni di questo una azione elettrica molto intensa, di accelerazione se la carica è (+) e di frenamento se la carica è (—).

In ogni caso, a parità di carica, l'azione della griglia sugli elettroni del catodo sarà molto più intensa della azione esercitata dalla placca. Da ciò deriva direttamente che piccole variazioni del potenziale di griglia producono notevoli variazioni della intensità anodica. Il potenziale della griglia va sempre considerato in relazione a quello del catodo.

Quando il potenziale di griglia, pur variando, non assume valori positivi rispetto al catodo, si avrà che la stessa non assorbirà alcuna corrente e quindi provocherà le variazioni delle intensità della corrente anodica senza alcun dispendio di energia.

Tale importante principio è sfruttato per l'amplificazione di deboli correnti variabili e per le generazioni di oscillazioni.

Un esempio di triodo generatore di correnti ad alta frequenza è visibile nella fig. 25 e si compone di un triodo semplice fra il catodo e la griglia nel quale è inserito un circuito oscillatorio. In serie alla placca si nota poi un avvolgimento, detto di reazione che è magneticamente accoppiato alla induttanza del circuito oscillatorio.

Il funzionamento del sistema è il seguente:

Quando si inserisce la corrente nel circuito anodico, l'induttanza L_2 di reazione, essendo percorsa da corrente, produrrà un campo magnetico che, influenzando (durante la sua variazione) l'induttanza L_1 , farà sorgere in questa una *f.e.m.* che caricherà il condensatore C_1 ed invierà un impulso negativo alla griglia (è in nostra facoltà di accoppiare L_1 e L_2 in modo che l'impulso che giunge alla griglia sia positivo o negativo). La carica negativa assunta dalla griglia farà subito decrescere l'intensità della corrente anodica e con essa il flusso del campo di L_2 . Tale variazione del campo di L_2 farà sentire i suoi effetti sulla L_1 che diverrà sede di una *f.e.m.* opposta alla precedente (che era invece dovuta ad un incremento del campo di L_2): Ciò significa che la griglia avrà un impulso positivo che farà accrescere la corrente anodica.

È facile ora prevedere quello che avverrà da questo punto in poi perchè non vi è che a rinnovare per il ciclo successivo il ragionamento fatto.

Dal momento che l'induttanza L_1 , è inserita in circuito oscillatorio con C_1 , è evidente che i tempi impiegati alla erogazione delle correnti indotte di cui si è detto saranno condizionati alle caratteristiche del circuito oscillatorio, o in altri termini, la frequenza prodotta dall'oscillatore corrisponderà alla frequenza propria del circuito oscillatorio (cioè a quella di risonanza).

11) IL TRIODO COME OSCILLATORE

In un triodo, oltre alle caratteristiche secondarie (relative all'accensione del filamento), si notano le seguenti:

1. - *Resistenza interna dinamica.* — È data dal rapporto fra la variazione del potenziale di placca e le corrispondenti variazioni della intensità di corrente anodica:

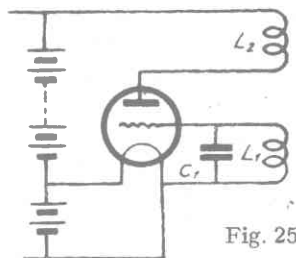


Fig. 25

$$Ri = \frac{\Delta V a}{\Delta I a}$$

Questo valore di resistenza non è da confondersi con quello della resistenza interna statica che è invece data dal rapporto fra potenziale di placca e intensità anodica di riposo.

2. - *Coefficiente di amplificazione.* — È espresso dal rapporto fra le variazioni del potenziale anodico e le variazioni del potenziale di griglia necessarie per produrre le stesse variazioni dell'intensità della corrente anodica:

$$\mu = \frac{\Delta V a}{\Delta V g}$$

Il coefficiente di amplificazione esprime anche il rapporto fra l'influenza esercitata dalla griglia e quella esercitata dalla placca a parità di potenziale sugli elettroni del catodo.

3. - *Pendenza o mutua conduttanza.* — È data dal rapporto fra le variazioni d'intensità della corrente anodica e le corrispondenti variazioni del potenziale di griglia necessarie per produrle a potenziale anodico costante.

$$S = \frac{\Delta I a}{\Delta V g}$$

Dalle formule indicate si ricava subito che la resistenza interna dinamica si può esprimere anche mediante il rapporto fra il coefficiente di amplificazione e la pendenza; infatti:

$$Ri = \frac{\mu}{S} = \frac{\frac{\Delta V a}{\Delta V g}}{\frac{\Delta I a}{\Delta V g}} = \frac{\Delta V a}{\Delta I a}$$

L'inverso del coefficiente di amplificazione è detto *intraeffetto* ed esprime il rapporto fra le influenze esercitate rispettivamente dalla placca e dalla griglia sul catodo:

$$D = \frac{1}{\mu}$$

e si può anche esprimere mediante le capacità fra placca e filamento (C_{p-f}) e fra griglia e filamento (C_{g-f}).

$$D = \frac{C_{p-f}}{C_{g-f}}$$

per cui, dalla precedente relazione si potrà ottenere:

$$\mu = \frac{C_{g-f}}{C_{p-f}}$$

Da questa ultima espressione si deduce che il coefficiente di amplificazione di una valvola sarà tanto più alto quanto più prossima è la griglia al filamento e più fitte sono le sue maglie e tanto più lontana e piccola sarà la placca.

Effetto del carico anodico.

Quando in serie alla placca di un triodo si pone una resistenza R_e è evidente che ad ogni aumento della intensità anodica aumenterà anche la caduta di tensione agli estremi della resistenza.

Se ΔI_a è la variazione dell'intensità, la variazione del potenziale ΔV_1 agli estremi della resistenza sarà data da:

$$\Delta V_1 = \Delta I_a R_e$$

Tale variazione di potenziale sarà uguale ed opposta a quella del potenziale placca-filamento della valvola (essendo la somma della caduta agli estremi della valvola e quella agli estremi della resistenza costante).

Il rapporto fra la variazione del potenziale agli estremi di R_e (e per conseguenza quella del potenziale placca-filamento) e quella del potenziale di griglia necessaria per produrla è dato da

$$A = \mu \frac{R_e}{R_i + R_e}$$

Ma queste variazioni del potenziale anodico influiranno fortemente sulla emissione del catodo e si faranno sentire per influenza anche nel circuito di griglia a cagione della capacità

placca-griglia per cui sorgerà nel circuito di griglia una corrente alternata:

$$I = 2\pi j C_{p-g} \Delta V_a$$

Detta corrente desta sulla griglia dei potenziali che sono in opposizione con quelli che i segnali da amplificare conferiscono ad essa. Ne segue che in una valvola percorsa da correnti ad alta frequenza, quale una amplificatrice di AF od una oscillatrice, l'ostacolo offerto da queste correnti indotte dalla placca sulla griglia aumenterà notevolmente con la frequenza.

L'inconveniente di cui si è detto rappresenta uno dei motivi per i quali è difficile produrre o amplificare le oscillazioni ad altissima frequenza delle onde ultracorte. Un altro motivo per cui è molto difficile scendere oltre un certo limite con la lunghezza d'onda risiede nel fatto che la velocità che possono acquistare gli elettroni nello spazio catodo-placca non è infinita (dell'ordine di $6 \cdot 10^8$ cm.sec.), ciò significa che il tempo impiegato

dagli elettroni per percorrere 1 cm. si aggira intorno a $\frac{1}{6 \cdot 10^8}$ sec.

Se dunque la placca è cilindrica e dista 1 cm. dal catodo, non si potranno ottenere frequenze maggiori di $6 \cdot 10^8$ periodi, cioè lunghezze d'onda minori di 50 cm.

Potenza di un oscillatore a triodo.

Se si alimenta il circuito anodico di un triodo ad un potenziale V_p indicato come potenziale di lavoro dai dati caratteristici della valvola, in detto circuito si avrà una intensità di corrente I_p . Evidentemente lo spazio placca-catodo (elettrodi inclusi) è

equivalente ad una resistenza di valore $R_s = \frac{V_p}{I_p}$.

Tale resistenza, essendo percorsa da corrente, dissiperà energia elettrica sotto forma di calore (energia cinetica degli elettroni che si trasforma in calore per urto con la placca).

La potenza dissipata W_d , sotto forma di calore, dalla valvola sarà allora data da:

$$W_d = R_e I_p^2 \quad \text{ossia} \quad W_d = V_p I_p$$

Così anche la potenza richiesta alla sorgente (W_a) sarà uguale a quella dissipata entro la valvola (W_e).

Se in serie al circuito anodico vi è una resistenza R_e , anche tale resistenza, essendo percorsa da corrente, dissiperà energia elettrica in calore (potenza W_e).

In questo caso, la potenza della corrente assorbita alla sorgente non sarà più uguale a quella dissipata dalla valvola ma alla somma di questa e di quella dissipata dalla resistenza esterna

$$W_a = W_d + W_e$$

Se la valvola è in oscillazione, ha la griglia alimentata da correnti oscillanti dovute a ritorno di energia dal circuito anodico o ad altra causa e in serie al circuito anodico vi è un circuito oscillatorio con resistenza non nulla. Ricordando che la potenza dissipata in calore dal circuito oscillatorio è data da $I_r^2 R$ (dove I_r è la intensità di risonanza e R la resistenza ohmica) indipendentemente dai valori di L e di C , potremo concludere che la potenza dissipata nel circuito oscillatorio si potrà considerare come la W_e di cui si è detto, con la sola differenza che in questo caso si tratta di correnti oscillanti invece che di corrente continua.

La potenza della corrente alternata del circuito oscillatorio sarà dunque data da quella erogata dalla sorgente meno quella dissipata nell'interno della valvola.

Da quanto si è detto, è facile prevedere che la valvola in oscillazione (quando la potenza disponibile nel circuito oscillatorio sia utilizzata e quando non vi sia un sistema di polarizzazione dipendente dall'oscillazione prodotta) assorbirà una corrente maggiore alla sorgente.

Siccome le variazioni di intensità (ossia la componente alternata) della corrente anodica è espressa da:

$$\Delta I_a = \frac{\mu V_g}{Z_d + R_i}$$

ricordando che $W = I^2 R$, potremo ottenere l'espressione della potenza disponibile nel circuito oscillatorio in funzione del potenziale oscillante W_e applicato alla griglia:

$$W_e = \Delta V_g^2 \frac{\mu^2 Z_d}{(R_i + Z_d)^2}$$

dove Z_d è la resistenza dinamica (o impedenza) del circuito oscillatorio. Da quest'ultima relazione è evidente che, essendo la potenza proporzionale al quadrato del potenziale oscillante di griglia, un aumento anche piccolo di questo determinerà un forte incremento della potenza della corrente oscillante disponibile.

Se si farà in modo che la griglia si mantenga costantemente negativa anche per i massimi valori del potenziale oscillante, la griglia stessa non assorbirà alcuna energia elettrica poichè non si potrà mai formare una corrente di griglia. In tali condizioni il rendimento della valvola come amplificatrice od oscillatrice sarà ottimo non essendovi dissipazione di energia nel circuito di griglia nè diminuzione di corrente anodica come conseguenza della corrente di griglia.

Quando l'oscillazione applicata alla griglia assume potenziali eccessivi che fanno lavorare la valvola oltre il tratto rettilineo della curva di amplificazione, la sinusoide della corrente oscillante prodotta si deforma e sorgono in tal modo delle frequenze multiple della fondamentale (§ 3) che in qualche caso possono servire per determinati scopi ma che altrimenti rappresentano una inutile perdita di energia.

Circuiti di generatori.

La fig. 26 illustra i principali circuiti impiegati per la generazione di oscillazioni ad alta frequenza.

Sono detti ad « alimentazione in serie » quei circuiti nei quali l'energia ad alta frequenza, prelevata dal circuito anodico per essere trasferita su quello di griglia, viene ricavata direttamente dalle variazioni della intensità anodica a mezzo di induttanze dette « di reazione » o di circuiti oscillatori in serie al circuito anodico, per cui vi è un tratto comune alla corrente oscillante ed alla continua. Sono invece detti ad « alimentazione in parallelo » quei circuiti nei quali l'energia necessaria per la reazione viene ricavata dalle variazioni ad AF del potenziale della placca attraverso ad un condensatore che, mentre blocca la corrente continua, permette alla componente alternata di raggiungere il circuito di griglia.

In questi ultimi oscillatori è anche necessaria una impedenza per non permettere che le oscillazioni raggiungano la sorgente

di alimentazione e per dare la possibilità alle variazioni della intensità anodica ad AF di produrre delle notevoli variazioni del potenziale della placca.

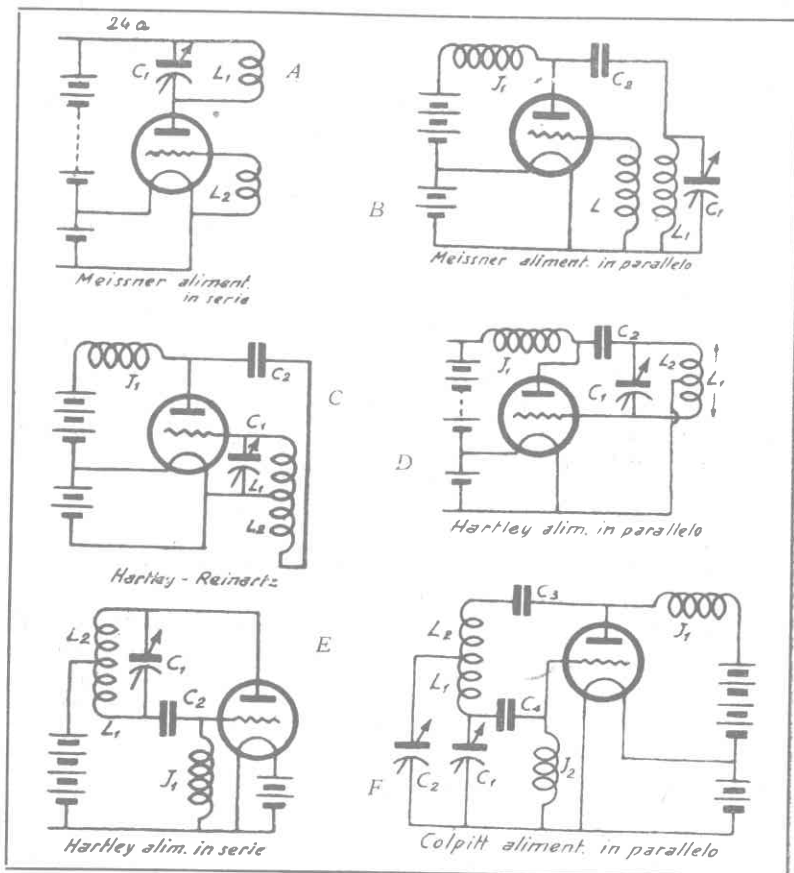


Fig. 26

a) *Circuito Meissner aliment. in serie.* — Non differisce da quello descritto nel § 10 che per il fatto che il potenziale ad AF agli estremi del circuito oscillatorio non può superare quello

di alimentazione (§ 8) e che quindi la potenza dissipata in esso varia col carico ohmico, mentre nel circuito precedente il potenziale del circuito oscillatorio poteva assumere valori altissimi con conseguente dissipazione di notevole potenza anche senza altro carico che la resistenza dei conduttori e con formazione d'armoniche per l'eccessivo potenziale delle oscillazioni di griglia.

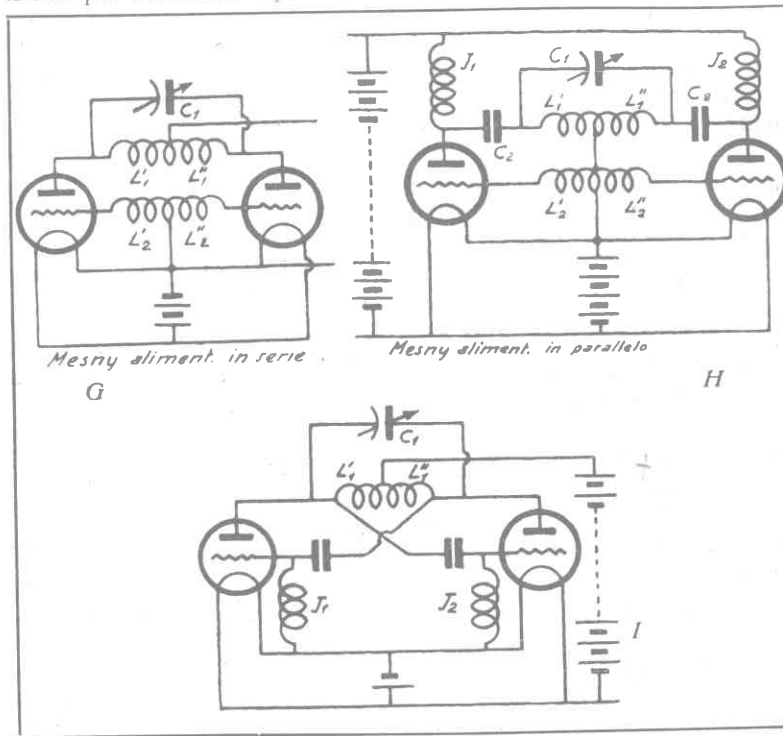


Fig. 26

b) *Meissner alimentato in parallelo.* — Differisce dal precedente per la sola alimentazione che viene effettuata attraverso ad una impedenza.

c) *Hartley-Reinartz.* — Ha le identiche caratteristiche del circuito del § precedente con la sola variante della alimentazione che è in parallelo anzichè in serie. Questo circuito, come il sud-

detto, sebbene sia atto alla produzione di oscillazioni, si presta meglio alle applicazioni nella ricezione che come oscillatore.

d) *Hartley alimentato in parallelo*. — È come il circuito precedente con la sola differenza che le due induttanze L_1 e L_2 di griglia e di reazione vengono riassunte in una sola che costituisce col condensatore C_1 il circuito oscillatorio. La presa intermedia può essere fatta in modo da assicurare alla griglia il potenziale oscillante più adatto. Il potenziale del circuito oscillatorio dipende da quello dell'alimentazione (§ 8) e la potenza in esso dissipata varia soltanto col carico. Questo circuito è largamente sfruttato per la trasmissione ad *O. C.*

e) *Hartley alim. in serie*. — Si differenzia dal precedente per la sola alimentazione.

f) *Colpitt*. — È un oscillatore alimentato in parallelo; presenta caratteristiche analoghe a quelle dell'Hartley-Reinartz.

g) *Mesny*. — È un oscillatore « controfase » cioè a valvole in opposizione o push-pull. Il gioco dei potenziali è combinato in modo che, quando alla griglia di V_1 giunge un impulso positivo a quella di V_2 giunge un impulso negativo; cosicchè quando l'intensità anodica di V_2 cresce, quella di V_1 diminuisce dello stesso valore. La corrente anodica totale di alimentazione sarà dunque costante anche quando l'alimentazione (come nel presente caso) è effettuata in serie.

Per ciò che riguarda il funzionamento dell'oscillatore, potremo facilmente rendercene conto tenendo presente che il circuito consta in sostanza di due oscillatori Meissner accoppiati.

Il circuito Mesny è uno dei più adatti per la produzione delle onde corte. Lo si intuisce anche dal fatto che l'accoppiamento elettrostatico fra il circuito oscillatorio e quello di griglia a cagione della capacità placca-griglia è molto minore che in un comune triodo essendo in questo caso le capacità intraelettrodiche delle due valvole in serie fra di loro.

h) *Mesny alim. in parallelo*. — Non differisce dal precedente che per l'alimentazione.

i) *Controfase con accoppiamento elettrostatico*. — Funziona in modo analogo al circuito precedente con la differenza che è da considerarsi come due oscillatori Hartley abbinati e con le induttanze compenstrate. Infatti, per la V_1 la metà sinistra della

induttanza funge da avvolgimento di reazione e la metà destra da induttanza di griglia, e per la V_2 la metà destra funge da induttanza di reazione e la metà sinistra da induttanza di griglia.

In tutti i circuiti sin qui considerati si rileva che la reazione, ossia il riporto di energia in quantità ed in fase più opportune sul circuito di griglia, si effettua derivando la placca su uno degli estremi del circuito oscillatorio e la griglia della stessa valvola sull'estremo opposto.

Questo fatto appare meno evidente in quegli oscillatori che fanno uso di bobina di reazione e più evidente negli altri casi, ma anche quando vi è la bobina di reazione, se si considerano le fasi, si conclude che l'effetto è equivalente.

Generalmente l'opposizione di fase fra la tensione applicata alla griglia e quella applicata alla placca si ottiene mediante una presa sulla bobina del circuito oscillatorio, che viene collegata alla massa od al positivo anodico di alimentazione o comunque ad un punto nel quale il potenziale di AF è nullo. Tale fatto si può riscontrare anche nel caso in cui vi è la bobina di reazione se si considera questa come un proseguimento della bobina del circuito oscillatorio; chiameremo tale tipo di partizione di potenziale « partizione induttiva ».

Non è questo però l'unico modo per raggiungere il detto scopo si potrebbe anche, ad esempio collegare fra i due estremi del circuito oscillatorio una resistenza e portare poi a massa od al positivo anodico una presa effettuata sulla resistenza (fig. 27 A). Questo sistema però è nettamente sconsigliabile perchè è noto che la resistenza dissipa energia e quindi il rendimento sarebbe gravemente compromesso. Un metodo che oltre ad essere possibile è anzi vantaggioso, è quello di avvalersi di un « partitore capacitivo » costituito da due capacità disposte in serie fra loro ed in parallelo sul circuito oscillatorio con il collegamento intermedio connesso a massa (fig. 27 B).

In questo caso, regolando opportunamente il rapporto fra le due capacità (C_1 e C_2) si potrà ottenere la più adatta ripartizione del potenziale oscillante in placca ed in griglia della valvola.

Le capacità C_1 e C_2 , insieme, possono costituire anche la capacità C di accordo del circuito oscillatorio, si ha allora il circuito di fig. 27 C. In tale caso C_1 e C_2 , variabili, sono uguali

fra loro e comandati con un unico asse (tandem); le due armature che si trovano connesse insieme sono le mobili rispettivamente di C_1 e C_2 .

Questo circuito presenta però l'inconveniente di non permettere una buona regolazione del rapporto di reazione.

Per onde molto corte, le due capacità C_1 e C_2 di fig. 27 B possono essere costituite dalle semplici capacità interelettrodiche della valvola ossia della capacità placca-catodo (in funzione di C_1) e dalla capacità griglia-catodo (in funzione di C_2). Ci si trova

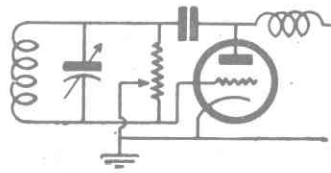


Fig. 27 A

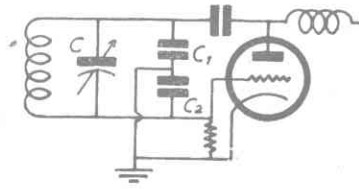


Fig. 27 B

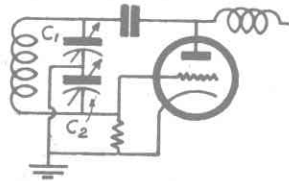


Fig. 27 C

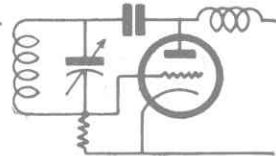


Fig. 27 D

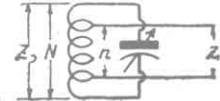


Fig. 27 E

perciò di fronte a circuiti di cui a prima vista non sembrerebbe spiegabile il funzionamento (fig. 27 D) ma che divengono comprensibili se si tiene conto delle dette capacità interelettrodiche.

Può succedere talvolta che il rapporto di reazione, affidato alle sole capacità interelettrodiche non corrisponda all'ottimo, in simile caso si può correggere disponendo una piccola capacità, regolabile fra griglia e catodo o fra placca e catodo a seconda delle necessità. L'ordine di grandezza di detta capacità deve essere quello stesso delle capacità interelettrodiche ossia da 1 a 10 μF .

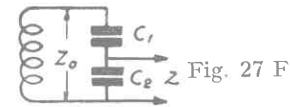
PRESE SUL CIRCUITO OSCILLATORIO

Qualche volta si dà il caso che la valvola oscillatrice impiegata sia a bassa resistenza interna e che per contro la resistenza dinamica del circuito oscillatorio sia troppo elevata. Si ricorre allora a prese sul circuito oscillatorio, generalmente sulla bobina (Fig. 27 E). Se N sono le spire totali della bobina ed n sono le spire che intercorrono fra le due prese considerate, se Z_0 è la resistenza dinamica totale del circuito oscillatorio, l'impedenza presente fra le due prese è:

$$Z = \frac{Z_0}{\left(\frac{N}{n}\right)^2} \quad \text{ossia:} \quad Z = \frac{Z_0 n^2}{N^2}$$

In onde corte può accadere che la capacità residua del circuito non sia sufficientemente ridotta per raggiungere un dato minimo di lunghezza d'onda e ciò specialmente a causa delle capacità interelettrodiche. In tale caso si utilizza solo parte della tensione del circuito oscillatorio facendo uso di prese come in quello suddetto; così la capacità interelettrodica riduce i suoi effetti in proporzione al quadrato del rapporto fra le spire. Se ad esempio le spire comprese fra le prese sono metà delle totali, gli effetti di una capacità interelettrodica di 4 μF si fanno risentire sul circuito oscillatorio come se si trattasse di 1 solo μF di capacità.

Effetto perfettamente analogo si ottiene se in luogo di fare delle prese sulla bobina si dispone in parallelo a questa un partitore di capacità (fig. 27 F). In tale caso, se C_1 e C_2 sono le due



capacità del partitore e C_0 è la totale, l'impedenza che si misura

ai capi di C_2 è data da:

$$Z = Z_0 \left(\frac{C_0}{C_2} \right)^2$$

$$\text{Se } C_1 = C_2 ; C_0 = \frac{C_1}{2} = \frac{C_2}{2} \text{ per cui } Z = \frac{Z_0}{4}$$

Analogamente al caso precedente una resistenza disposta ai capi di C_2 si fa sentire su tutto il circuito come se il suo valore fosse 4 volte quello che realmente possiede ed una capacità fa sentire i suoi effetti come se il suo valore fosse 1/4 di quello che ha realmente.

12) ALTRI CIRCUITI DI GENERATORI

Il diffondersi delle valvole a più di tre elettrodi a riscaldamento indiretto ha reso possibile l'ottenimento di circuiti nuovi nei quali è sfruttato anche il tratto di circuito che collega il catodo al polo negativo della sorgente di alimentazione. Come è noto, questo tratto è percorso dalla corrente anodica e, se in serie ad esso si dispone una induttanza, all'interno d'essa si ha un campo magnetico, dovuto alla corrente anodica, che, se accoppiato al circuito oscillatorio di griglia, può mantenere questo in oscillazione. L'oscillazione così prodotta fra griglia e catodo, amplificata, viene raccolta nel circuito anodico ed utilizzata.

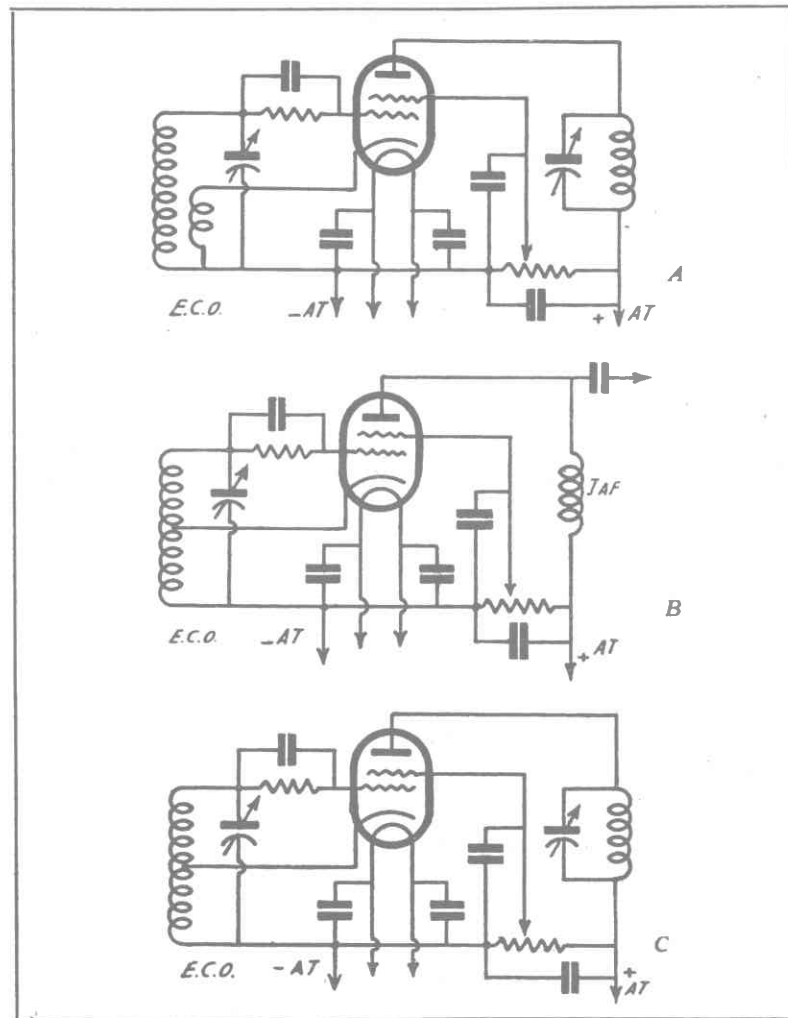


Fig. 28

Questo sistema di oscillatore è detto ad accoppiamento elettronico o brevemente « ECO » (Electron coupled oscillator). La

fig. 28 mostra tre modi diversi di realizzare gli oscillatori ad accoppiamento elettronico.

Un importante vantaggio consentito da questi oscillatori è di assicurare una notevole indipendenza della oscillazione generata dal carico, che dal circuito di utilizzazione si riflette nel circuito anodico e che negli altri oscillatori produce instabilità di frequenza e può talvolta impedire il funzionamento dell'oscillatore.

Dalla combinazione dei circuiti ad accoppiamento elettronico e del normale sistema di pilotaggio a cristallo piezoelettrico è sorto il circuito « Tri-tet » (Triode-tetrode).

La fig. 29 illustra due applicazioni del circuito « Tri-tet » rispettivamente a pentodi e a tetrodi a fascio elettronico.

Ai vantaggi offerti dai circuiti ECO, nel circuito tritet si aggiunge quello di poter funzionare molto efficacemente da generatore di armoniche.

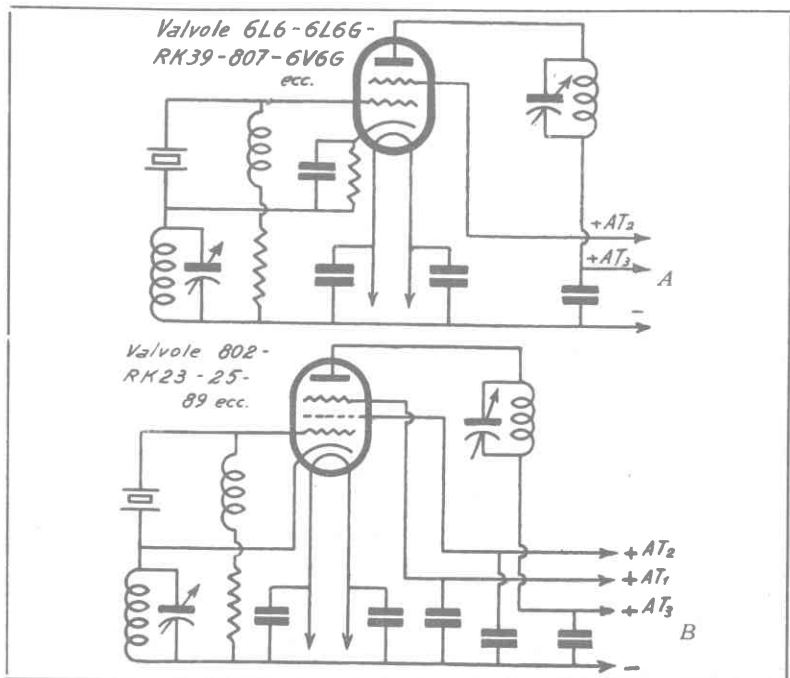


Fig. 29

È così possibile, senza far uso di duplicatori o moltiplicatori di frequenza, ottenere delle discrete potenze di uscita a frequenza doppia o tripla di quella del cristallo pilota.

Il rendimento di questo oscillatore, quando l'uscita sia fatta esclusivamente sulla seconda armonica, può aggirarsi sul 50%.

Il passaggio dalla seconda armonica alla fondamentale si può compiere semplicemente corto-circuitando il circuito oscillatorio catodico ed accordando quello di placca sulla fondamentale anziché sulla armonica.

Il circuito oscillatorio di placca può essere connesso anche fra placca e massa attraverso un condensatore; in questo caso, la tensione anodica viene fornita alla placca attraverso ad una impedenza per alta frequenza.

13) LA MODULAZIONE

Quando l'ampiezza di una oscillazione ad *AF* (intensità e potenziale) si mantiene costante nel tempo, si dice che l'oscillazione stessa non è modulata. Quando invece l'ampiezza varia un numero *N* di volte al secondo, si dirà che l'oscillazione è modulata da una frequenza di *N* periodi al sec.

La modulazione può essere realizzata in modi molto diversi ed ai fini più svariati.

Generalmente le oscillazioni ad *AF* vengono modulate per essere rese audibili nei ricevitori, poichè la risultante a *BF* (ottenuta dopo la rivelazione) di una oscillazione persistente non modulata è nulla, mentre quella di una oscillazione modulata è una corrente alternata di frequenza identica e di ampiezza proporzionale a quella che modulava l'oscillazione.

Tale è ad esempio il caso della trasmissione radiotelegrafica e radiotelefonica, nella quale la frequenza di modulazione non è nè unica nè costante ma è in generale la risultante delle diverse frequenze dei diversi suoni componenti. Oltre a questi la modulazione può servire a molti altri scopi quali ad esempio la trasmissione degli impulsi dovuti alla ripresa delle immagini in telefotografia e in televisione, alle trasmissioni di segnali ecc.

La scelta di un buon sistema di modulazione è difficile e di primaria importanza per l'effettuazione di buone trasmissioni.

La modulazione può, a seconda dei casi, essere effettuata:

a) direttamente sul circuito d'aereo dell'emettitore, b) sull'oscillatore, c) su gli stadi di amplificazione ad *AF* posti fra l'oscillatore ed il circuito d'aereo. I tre metodi di modulazione rispondono rispettivamente alle applicazioni in emettitori di piccola, media e grande potenza.

È detto coefficiente di modulazione il fattore che indica in quali proporzioni l'oscillazione ad *AF* (onda portante) vari di valore per effetto di modulazione.

Se V_{med} è l'ampiezza dell'onda portante non modulata, V_{max} è il valore massimo della oscillazione stessa quando è modulata, e V_{min} è il valore minimo, il coefficiente di modulazione è dato da:

$$k = \frac{V_{max} - V_{med}}{V_{med}} = \frac{V_{med} - V_{min}}{V_{med}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2 V_{med}}$$

dal che è evidente che il coefficiente stesso può assumere valori compresi fra 0 e 1 (ossia fra 0% e 100%).

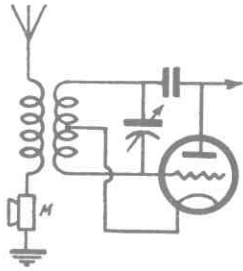


Fig. 30

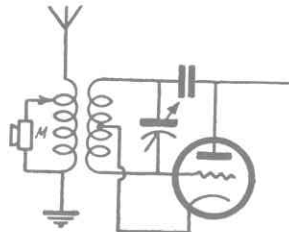


Fig. 31

a) *Modulazione per assorbimento sul circuito d'aereo.*

Quando una stazione emittente sia realizzata con un semplice oscillatore ad *AF* accoppiato direttamente al circuito di aereo e la potenza della oscillazione sia molto piccola (2 o 3 W), e il microfono sia del tipo a variazione di resistenza (carbone),

è possibile modulare la corrente di *AF* mediante l'inserzione del microfono in serie al circuito d'aereo. Effetto analogo, per potenze dello stesso ordine, si può ottenere connettendo il microfono in parallelo ad una parte delle spire della induttanza d'aereo oppure ad una induttanza accoppiata a quella d'aereo (figg. 30, 31, 32). In questi due ultimi casi il microfono sottrae energia al circuito di aereo in misura maggiore o minore a seconda dei valori che acquista la sua resistenza interna al vibrare della membrana sotto l'azione del suono.

La corrente ad *AF* modulata in questi due ultimi casi si differenzia da quella modulata nel primo caso per avere i massimi di intensità dove quella ha i minimi.

Questi sistemi, insostituibili per la semplicità, presentano il grave inconveniente di far variare la lunghezza dell'onda emessa ad ogni vibrazione della membrana del microfono (per effetto della variazione di resistenza nel circuito oscillatorio di cui si è detto al

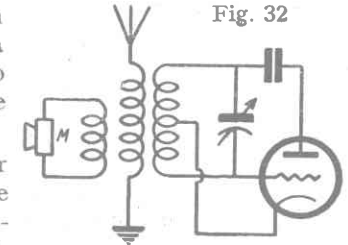


Fig. 32

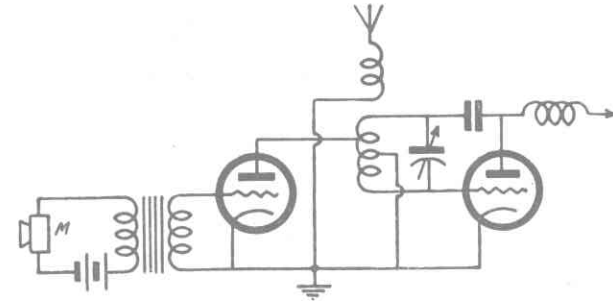


Fig. 33

§ 8 e 9). Sorvoliamo sui sistemi di modulazione per assorbimento che sfruttano il principio della variazione di resistenza di un triodo al variare della tensione di griglia, quali quelli illustrati in figg. 33 e 34 dato lo scarso rendimento che se ne può ottenere.

b) *Modulazione sull'oscillatore.* —

Si effettua la modulazione sull'oscillatore principalmente nei ricevitori di piccola e media potenza che impiegano la corrente ad *AF*, data dall'oscillatore, per l'alimentazione del circuito d'aereo senza interposizione di stadi di amplificazione ad *AF* fra oscillatore ed aereo.

Qualche volta si estende il sistema anche a stazioni di grande potenza.

La modulazione sull'oscillatore si effettua in due modi diversi che è opportuno analizzare.

1°) *Modulazione di griglia.* — Un oscillatore modulato di griglia è visibile in fig. 35 ed è adatto per potenze del valore massimo di 20 W.

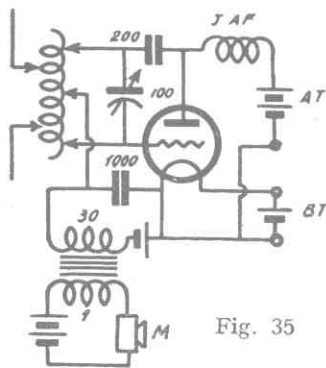


Fig. 35

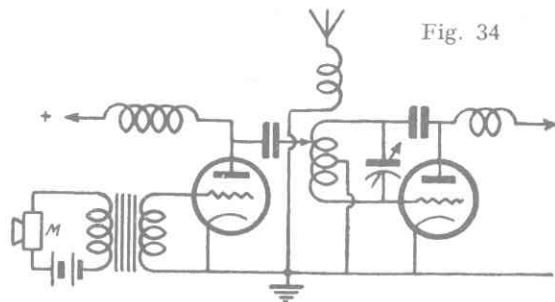


Fig. 34

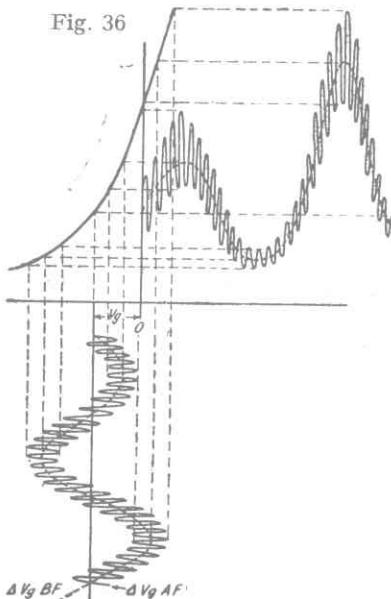


Fig. 36

In esso notiamo che il secondario del trasformatore microfonico, sede di oscillazioni a *BF*, è inserito in serie al circuito di griglia in modo da farne variare continuamente il potenziale.

Per comprendere il funzionamento del sistema riferiamoci alla fig. 36; in essa $\Delta Vg AF$ è la componente ad *AF* del potenziale di griglia. A questo potenziale si sovrappone quello dovuto al microfono $\Delta Vg BF$ e quello dovuto alla tensione negativa-base di griglia. L'oscillazione risultante viene dunque ad essere composta da una oscillazione di *AF* che pur mantenendosi costante di ampiezza, varia continuamente nel valore del potenziale attorno al quale l'oscillazione si compie, in relazione all'ampiezza del potenziale a *BF* dato dal microfono, mantenendosi in ogni caso nel campo dei potenziali negativi.

Se la curva anodica della valvola non presentasse un ginocchio inferiore e fosse interamente costituita da una retta, l'oscillazione applicata alla griglia verrebbe amplificata senza dar luogo ad alcuna modulazione e nel circuito di placca si avrebbe una corrente composta da: una alternata a *BF*, una continua ed una alternata ad *AF* di ampiezze costanti.

Se la modulazione di griglia è possibile, ciò si deve alla presenza del ginocchio inferiore della curva. Infatti, una oscillazione che venga applicata sul tratto corrispondente alla parte rettilinea della curva viene amplificata un determinato numero di volte ma se questa viene applicata nel tratto corrispondente al ginocchio, avendo questo una inclinazione non costante ma sempre minore quanto più negativo è il punto di applicazione, l'oscillazione stessa sarà tanto meno amplificata quanto più negativo è il punto di applicazione stesso.

È precisamente questo ultimo fenomeno che viene sfruttato nella modulazione per caratteristica di griglia.

Perché un oscillatore possa essere ben modulato di griglia sarà necessario che: a) la curva anodica della valvola presenti un ginocchio il più possibile ampio; b) che vi sia una tensione negativa-base di griglia tale da portare il punto di applicazione della oscillazione in corrispondenza della zona mediana del ginocchio;

c) che l'oscillazione a *BF* del microfono non sia al di sotto di un certo valore nè al disopra di un certo altro; d) che attraverso al

secondario del trasformatore microfonico, che si trova in serie nel circuito di griglia, non vengano a passare correnti estranee.

Per questa ragione si deve mettere in parallelo a detto secondario un condensatore che lasci passare le alte frequenze e non si deve polarizzare la griglia della valvola col sistema della resistenza in serie sul circuito di griglia. Infatti, in questo caso, per la formazione della *d.d.p.* necessaria agli estremi della resistenza si deve far circolare nel circuito suddetto una corrente e tale corrente verrebbe ad attraversare il secondario del trasformatore microfonico saturandone il nucleo e creando ai suoi estremi una forte *d.d.p.* continua. Quando l'oscillazione data dal semplice microfono non è sufficiente si può interporre fra microfono e circuito di griglia dell'oscillatore un amplificatore adeguato.

2°) *Modulazione per caratteristica anodica o di placca.* —

La fig. 37 mostra un oscillatore modulato con tale sistema.

La modulazione di placca consiste nel far variare il potenziale positivo della placca sovrapponendo ad esso quello della corrente modulatrice.

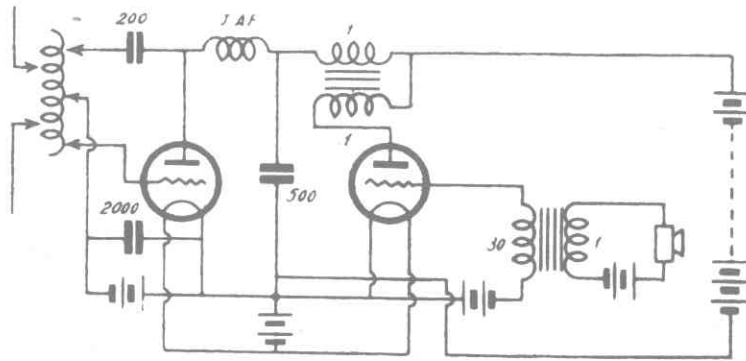


Fig. 37

Praticamente ciò si ottiene facendo percorrere alla corrente continua di alimentazione dei tratti comuni alla corrente alterna della modulatrice di *BF*.

La modulazione di placca (fig. 38) avviene per le seguenti ragioni: ogni valvola presenta non una, ma infinite curve anodiche corrispondenti ognuna ad un potenziale anodico diverso e tali curve non sono mai parallele ma posseggono inclinazioni differenti, maggiori per i potenziali alti e minori per i potenziali bassi.

Scelta dunque una tensione negativa-base di griglia, vediamo che, innalzando dal punto che vi corrisponde una perpendicolare alla base, si vengono ad incontrare infinite curve aventi inclinazioni gradatamente crescenti.

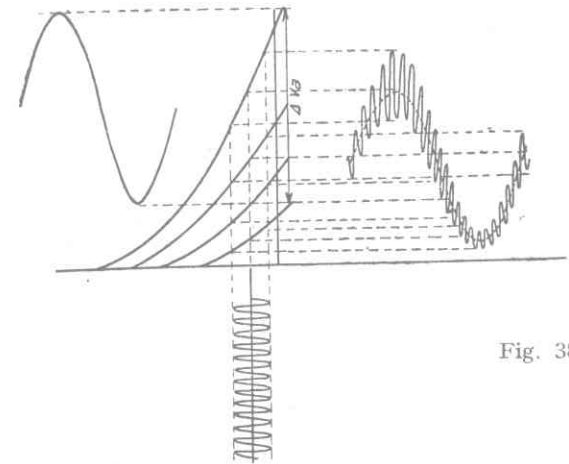


Fig. 38

In figura, di tali curve ve ne sono tracciate so-

lamente quattro per l'impossibilità materiale di tracciarne infinite.

È dunque evidente che se nel punto scelto del potenziale di griglia si applica l'oscillazione ad *AF* che si vuole modulare questa subirà amplificazioni diverse a seconda della curva anodica alla quale viene riferita ossia a seconda del valore istantaneo del potenziale anodico. Infatti, abbiamo già detto che il potenziale anodico varia a causa delle oscillazioni provenienti dall'amplificatore di *BF*; la curva anodica di lavoro varierà dunque continuamente e l'oscillazione di *AF* subirà amplificazioni tanto maggiori quanto più alti saranno i valori assunti dal potenziale anodico.

Questo sistema di modulazione, preferibile sotto molti aspetti al precedente, è fra i migliori, per la notevole fedeltà acustica e per l'indipendenza quasi completa dell'oscillatore dall'amplificatore.

A questa categoria appartiene il circuito Heising (fig. 39 A) che realizza l'accoppiamento fra amplificatore e oscillatore mediante una bobina di arresto per *BF*.

Il valore ottimo da assegnarsi alla bobina d'arresto d'accoppiamento deve essere tale da presentare a valvole inserite, alle frequenze acustiche più basse, una impedenza pari al doppio di quella interna della valvola finale di *BF* (trattandosi di triodi). Una certa cura va posta anche nella ricerca dell'« optimum » dell'ampiezza della oscillazione a *BF* che non dovrà in ogni caso superare il 70% della tensione anodica della valvola oscillatrice.

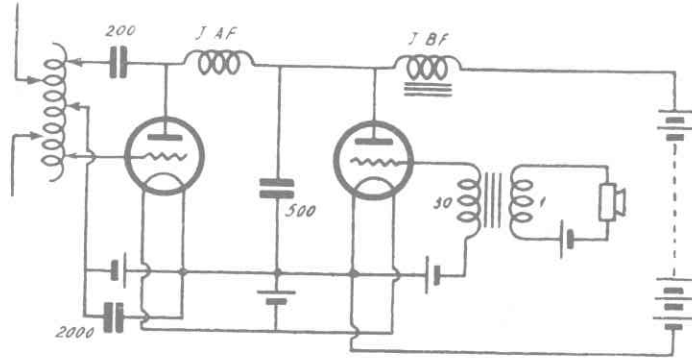


Fig. 39 A

Per oscillatori della potenza da 10 W in su, conviene far seguire al microfono uno o più stadi di preamplificazione.

Le due valvole, l'oscillatrice e la amplificatrice di *BF* (modulatrice) avranno preferibilmente identiche caratteristiche anodiche.

Quando la valvola da modulare sia un pentodo od un tetrodo funzionante come tale (e non come triodo) tanto nel caso di funzionamento come oscillatrice che nel caso di funzionamento come amplificatrice, la modulazione si applica contemporaneamente sull'anodo e sulla griglia schermo.

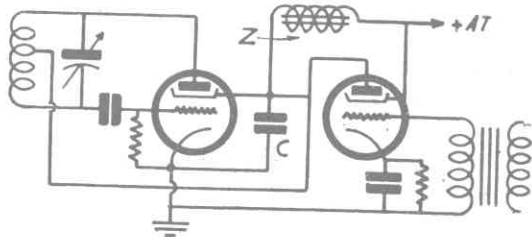


Fig. 39 B

La fig. 39 B reca un esempio di inserzione del circuito di modulazione ad un tetrodo usato come oscillatore di *AF*.

Fra griglia schermo e massa si trova una capacità *C* la cui funzione è di convogliare a massa qualunque componente ad *AF* presente sulla griglia schermo. Il valore di detta capacità deve essere tale da offrire una minima reattanza alle correnti di *AF* ed una grande reattanza alle correnti a bassa frequenza della modulazione. Il predetto valore si aggira praticamente intorno ai 1000-2000 pF per *OC* ed ai 4000-5000 pF per onde medie.

Nel caso del circuito in oggetto la radio frequenza è presente solo nel circuito di placca della valvola.

c) *Modulazione sugli stadi d'amplificazione ad AF.*

Gli emettitori di media e grande potenza hanno fra l'oscillatore ed il circuito d'aereo uno o più stadi di amplificazione ad *AF*.

Si preferisce in tale caso effettuare la modulazione agendo sul potenziale anodico di una delle valvole di tali stadi sfruttando la variabilità della amplificazione di una valvola sottoposta a tensioni anodiche variabili di alimentazione.

RELAZIONI DI AMPIEZZA E DI POTENZA NELLO STADIO MODULATORE

È stato definito a pag. 65 il coefficiente di modulazione; dalle relazioni colà indicate si può dedurre che, se la modulazione è simmetrica, ossia non distorta (per cui veramente al valore medio d'ampiezza dell'oscillazione corrisponde quello della oscillazione non modulata V_0), noto che sia il coefficiente di modulazione k è possibile sapere in quale rapporto stanno fra loro l'ampiezza massima dell'oscillazione modulata e l'ampiezza della medesima in assenza di modulazione.

$$\frac{V_{max}}{V_0} = K + 1 \quad V_{max} = V_0(K + 1)$$

Con V_{max} e V_0 si possono intendere rispettivamente i valori efficaci della oscillazione durante il semiperiodo positivo della modulazione e della oscillazione in assenza di modulazione.

La relazione è valida anche se in luogo dei valori efficaci si vogliono considerare i valori massimi o di cresta.

Dalla predetta relazione si vede che per modulazioni del 100% il rapporto fra V_{max} e V_0 è di 2 ossia l'ampiezza della oscillazione si raddoppia durante il semiperiodo positivo di modulazione.

Analogamente a quanto si è fatto per le tensioni, si può mettere in evidenza il rapporto fra le intensità in relazione al coefficiente di modulazione:

$$I_{max} = I_0 (K+1)$$

in cui I_{max} è l'intensità che corrisponde a V_{max} e I_0 è l'intensità che corrisponde a V_0 .

Da quest'ultima relazione, ponendo $K = 1$ (ossia $K = 100\%$) si trova che l'intensità massima per il 100% di modulazione è doppia di quella dell'oscillazione non modulata.

Essendo la potenza data dal prodotto della tensione per l'intensità, si conclude che la potenza della oscillazione durante i picchi di modulazione è 4 volte quella della oscillazione non modulata.

Questi fatti non si rilevano però che con strumenti speciali di « picco ». Gli strumenti comuni, per la loro inerzia, non misurano che la corrente media (che corrisponde alla quantità di elettricità che scorre in un secondo). Così, misurando la corrente modulata con un amperometro si trova che la corrente I durante la modulazione sta alla corrente I_0 che si misura quando non vi è modulazione, nel rapporto:

$$I = I_0 \sqrt{1 + \frac{K^2}{2}}$$

Quando $K = 1$ (ossia 100% di mod. si trova che $I = 1,22 I_0$.

Siccome la potenza è data anche dal prodotto della resistenza per il quadrato della intensità, si trova anche la relazione:

$$W = R I_0^2 \left(1 + \frac{K^2}{2}\right) = V_0 \left(1 + \frac{K^2}{2}\right) I_0$$

dalla quale è evidente che per $K = 1$ la potenza che si misura

(W) è pari ad 1,5 volte quella dell'oscillazione non modulata (W_0). Si conclude dunque che per modulare al 100% è necessario che la potenza media della oscillazione si accresca del 50%.

L'energia necessaria all'accrescimento della potenza viene fornita dalla corrente di modulazione, la potenza di BF necessaria per modulare una oscillazione di potenza data al 100% è dunque pari al 50% di tale potenza.

Nella modulazione per caratteristica anodica, ci si trova di solito in presenza ad uno stadio amplificatore di AF od oscillatore funzionante in classe C ed a uno stadio amplificatore di potenza a BF funzionante in classe B .

Potendosi ritenere il rendimento pratico di uno stadio in classe C prossimo all'80% e quello dello stadio in classe B prossimo al 70%; se le quattro valvole relative ai due stadi sono uguali è chiaro che l'energia di BF fornita dall'uno, detratte le perdite per dissipazione nelle valvole, corrisponde a circa metà di quella ad AF fornita dall'altra e che quindi è soddisfatta la condizione per il raggiungimento di un coefficiente di modulazione del 100%. Per questa ragione, negli stadi di modulazione per caratteristica anodica, le valvole modulatrici e le valvole modulate sono generalmente identiche.

MODULAZIONE E STABILITA' DI FREQUENZA

Sebbene (§ 10) la frequenza di una oscillazione sia fondamentale definita dalle caratteristiche del circuito oscillatorio nel quale essa si produce, quando questo entra a far parte di un generatore a valvola possono verificarsi sensibili variazioni di frequenza al variare delle tensioni di alimentazione. Questo fatto dipende dalle variazioni di pendenza della valvola che producono a loro volta variazioni della capacità di ingresso della medesima.

Nel caso della modulazione di placca effettuata sullo stadio oscillatore è evidente che si hanno le massime variazioni di tensione anodica alle quali si accompagnano variazioni di frequenza che rivestono il carattere di una vera e propria modulazione di frequenza tanto più sensibile quanto più corta è l'onda dell'oscillazione.

Per questo motivo è consigliabile di effettuare la modulazione sugli stadi amplificatori di *AF* e non su quelli oscillatori. Neutralizzando le capacità della valvola si possono ottenere anche sensibili vantaggi da questo punto di vista.

Bande di modulazione.

Se si modula una oscillazione di alta frequenza sinusoidale con una corrente di bassa frequenza ugualmente sinusoidale si nota che, oltre alla oscillazione fondamentale di alta frequenza compaiono due altre oscillazioni la cui frequenza differisce rispettivamente di tanti periodi al secondo dalla fondamentale quanti sono quelli della corrente di *BF* modulatrice.

Aumentando la percentuale di modulazione, l'intensità di queste due oscillazioni (dette frequenze laterali) aumenta a discapito della fondamentale.

Se la corrente di *BF* modulatrice non è sinusoidale ossia ha delle armoniche, si producono altre frequenze di *AF*, simmetriche, distanti dalla fondamentale in ragione della loro frequenza.

Se infine la frequenza di *BF* modulatrice è variabile o multipla, come avviene nella trasmissione della voce, dei suoni, di televisione ecc., allora si producono simultaneamente ai lati della frequenza fondamentale molte altre oscillazioni che ora si accostano ed ora si scostano dalla fondamentale coprendo in tale modo due intere bande di frequenze rispettivamente immediatamente inferiori e superiori a quella della fondamentale. Tali bande di frequenza sono dette bande laterali di modulazione.

Normalmente, nella trasmissione radiofonica tali bande si estendono fino a frequenze limite rispettivamente differenti in più ed in meno di 5 KHz dalla fondamentale. Per questa ragione nell'assegnazione delle lunghezze d'onda si tiene conto che le rispettive frequenze non debbono distare meno di 10 KHz l'una dall'altra.

Nelle *O.C.* dove la banda di frequenze disponibile è vastissima, è possibile ospitare senza pericolo di interferenze un grandissimo numero di stazioni a differenza di quanto avviene per le *O.M.* e per le *O.L.*

Le frequenze laterali si formano per il fatto che il periodo della oscillazione fondamentale, oltre che a seguire il proprio

andamento sinusoidale, è costretto a subire anche una legge di variazione impostagli dalla corrente modulatrice di *BF* per cui esso perde la sua forma sinusoidale presentando in una parte il profilo caratteristico del periodo di una frequenza più alta (di tanti *Hz* quanti sono quelli della *BF*) ed in altra parte quello di una frequenza più bassa (simmetrica alla precedente).

In ricezione, se il ricevitore ha una troppo elevata selettività, non è in grado di percepire i suoni più acuti che esulano dalla banda passante.

In realtà, siccome ad una elevata selettività corrisponde uno smorzamento minimo, si ha ad opera dei circuiti oscillatori una specie di «inerzia» per cui lente variazioni della oscillazione di *AF* possono essere seguite dai circuiti oscillatori mentre variazioni rapide cozzano contro la tendenza del circuito oscillatorio a mantenere l'oscillazione costante. Ciò porta come conseguenza inevitabile ad un appianamento della modulazione per frequenze modulatrici elevate ossia nella trasmissione dei suoni acuti.

Per percepire detti suoni, occorre dunque che la selettività sia limitata o meglio che lo smorzamento sia sufficiente.

14) MICROFONI

Per la realizzazione delle comunicazioni radiotelefoniche ad onde corte fra dilettanti è necessario tenere presente che, date le piccole potenze in giuoco, è necessario che la modulazione sia effettuata nel modo migliore, con buone percentuali, e nello stesso tempo in modo tale da non produrre distorsioni delle correnti di *BF* che servono alla modulazione.

Il microfono, come ognuno sa è la parte più delicata di tutto il sistema modulatore e ciò principalmente per il fatto che non esistono per esso caratteristiche ben definite e vi sono grandi diversità anche fra microfoni di identico tipo.

a) *Microfono a carbone.* — Il microfono più adatto agli usi dilettantistici è quello a polvere di carbone. Per esso, molta attenzione va posta nella scelta del tipo più indicato e del migliore modo di adattarlo. Il microfono a polvere di carbone si basa sulla variabilità della resistenza, offerta dalla polvere al variare della pressione meccanica che viene esercitata su di essa.

Il microfono a carbone (fig. 40) è in generale costituito da una membrana sottile di carbone di storta (*a*) che chiude anteriormente una camera cilindrica d'ovatta (*b*) il cui fondo è costituito da un blocchetto (*c*) pure di carbone di storta ed è riempita per $3/4$ di polvere cristallina dello stesso carbone. La membrana ed il blocchetto costituiscono gli elettrodi fra i quali avvengono le variazioni di resistenza. La variazione di resistenza è, entro certi limiti, inversamente proporzionale alla pressione esercitata ed è tanto maggiore quanto più la polvere impiegata è di grana grossa.

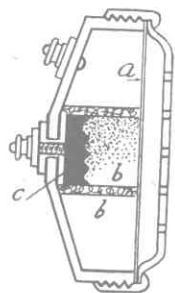
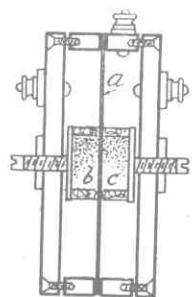


Fig. 40

Fig. 41



Di due microfoni a carbone identici in tutte le altre caratteristiche costruttive sarà più sensibile quello con polvere di grana più grossa e, a parità di intensità di suono, si otterranno in quest'ultimo maggiori variazioni di corrente.

Viceversa il microfono a polvere di grana più fine è molto più stabile, non va soggetto facilmente a piccoli archi interni e quindi alla formazione di correnti di frequenze estranee a quella del suono che si vuol trasmettere, e conserva assai meglio del precedente i rapporti fra variazione di pressione e variazione di resistenza rendendo così in modo abbastanza fedele il senso delle distanze e le proporzioni fra suoni di diverse intensità. Il microfono a polvere fine è quindi assai più adatto del precedente alla trasmissione indistorta dei suoni.

Quando ragioni di economia o di spazio non permettono la realizzazione di stadi di amplificazione a *BF* da far seguire al microfono, come nei casi di modulazione diretta sul circuito d'aereo, sarà da preferirsi il microfono a polvere di grana grossa, in tutti gli altri casi sarà da preferirsi quello a grana fine.

È raccomandabile in ogni caso l'uso dei microfoni del secondo tipo abbondando in amplificazione di *BF* che, quando l'oscillazione di *BF* ottenuta all'uscita dell'amplificatore è troppo ampia, è sempre cosa molto facile il ridurla.

I microfoni a grana fine presentano una resistenza di riposo notevolmente più elevata di quelli a grana grossa e richiedono perciò sorgenti di potenziale più elevato.

I microfoni a carbone si distinguono in semplici e differenziali (od a doppio bottone), il tipo di microfono descritto è un microfono semplice ed è quello usualmente impiegato negli impianti telefonici. Quando tutte le norme siano seguite con criterio, anche un microfono semplice potrà dare ottimi risultati.

Microfono differenziale. — È costituito (fig. 41) da una membrana (*a*) che chiude due camerette di ovatta (*b* e *c*) con base di carbone come quella di cui si è detto.

La membrana, vibrando, comprime alternativamente ora l'una ora l'altra cameretta facendo crescere e diminuire rispettivamente, in modo alternato l'intensità della corrente circolante nell'una e nell'altra cameretta.

I due blocchetti di carbone sono rispettivamente connessi ai due estremi di un primario di trasformatore con presa centrale.

La presa centrale va connessa alla membrana attraverso una batteria. Il funzionamento del sistema è del tutto analogo a quello di due valvole in opposizione quando si considerino in luogo delle due valvole le due camerette microfoniche.

a) *Microfono* $\frac{1}{2}$ *Reisz.*

Un microfono atto a riprodurre i suoni con molta fedeltà e che nel contempo è di facile realizzazione per il dilettante è il microfono Reisz (fig. 42). Questo si compone di un blocco di marmo o di alabastro di forma cilindrica o prismatica a basi parallele (*a*) che può avere approssimativamente le seguenti dimensioni:

Diametro della base mm. 80, altezza mm. 50. Il dilettante potrà, se crede, sostituire con un blocco di legno durissimo di eguali dimensioni.

Nella faccia anteriore (base) di tale blocco è praticato un incavo di forma rettangolare di 40×55 mm. e profondo 3 mm.

Detto incavo viene fatto comunicare superiormente con un foro chiudibile con tappo a vite. Nel fondo dell'incavo, in prossimità dei lati minori, si devono piazzare due blocchetti di carbone di $35 \times 7 \times 5$ mm., affondati per 3 mm. nel fondo dello stesso mediante incavi della stessa forma.

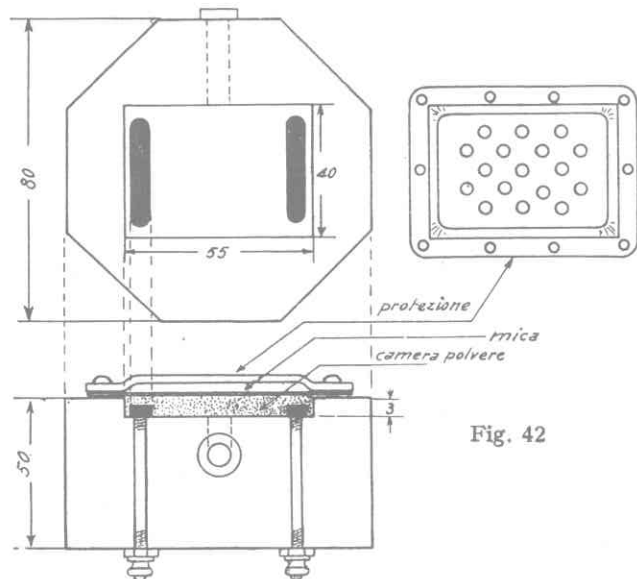


Fig. 42

Tali blocchetti comunicano mediante gambi di ottone con due serrafilì posti sull'altra faccia del blocco di marmo.

L'incavo rettangolare va poi chiuso con un sottilissimo foglietto di mica (qualche decimo al più) avente i lati circa 4 mm. più lunghi di quelli dell'incavo. Il foglietto di mica potrà esser fissato o mediante un telaietto di pressione di adeguate dimensioni o mediante colla forte. Il microfono potrà essere utilmente completato da un coperchio di protezione traforato o a rete che andrà sovrapposta, ma a distanza, alla membrana di mica in modo da non intralciare le vibrazioni di questa e di impedire che qualche urto possa romperla. Finita la costruzione si farà entrare la polvere di carbone dal foro che si trova in comunicazione con l'incavo e si riempirà la camera microfonica per poco più di tre quarti.

Per ciò che riguarda la grana della polvere valgono gli stessi ragionamenti fatti per gli altri microfoni.

È bene rinunciare al proposito di fare la polvere con i mezzi propri e pensare ad acquistarla presso case costruttrici di microfoni o ricavandola da microfoni guasti. Il microfono Reisz viene molto spesso impiegato per la trasmissione di concerti data la sua alta fedeltà acustica.

La resistenza di riposo oscilla da 300 a 600 Ω a seconda della grana della polvere, il potenziale della batteria da 4 a 6 Volt, l'intensità media è circa di 10 mA. La potenza d'uscita al secondario del trasformatore microfonico è piccolissima (alcuni milliwatt) cosicchè la resa si aggira intorno a quella di un diaframma-elettromagnetico grammofonico.

Il microfono Reisz richiede dunque una notevole amplificazione per essere adibito alla modulazione.

b) Microfono elettrodinamico.

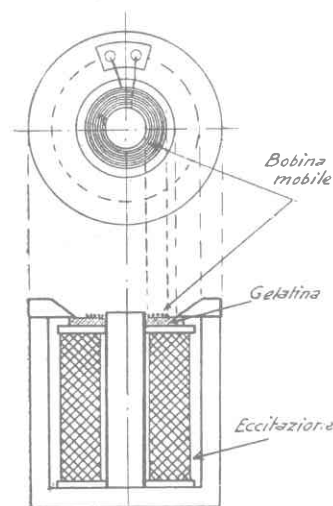


Fig. 43

Si compone di un bulbo magnetico (a) del tutto simile a quello di un altoparlante dinamico, ma di traferro assai più ampio (30 mm. circa) nel quale si forma un campo pellicolare a forma di disco, con le linee di forza radiali. In tale campo è trattenuta una leggera bobina (b) mobile, ed avvolta con sottilissima piattina di alluminio a spirale di Archimede che presenta l'aspetto di un disco forato. Il sostegno di tale bobina è costituito da una speciale sostanza colloidale (c) gelatinosa, che riempie il bulbo fino al livello del traferro, trattenendo in tale posizione la bobina. La sostanza è talvolta sostituita con un anello cilindrico di ovatta (fig. 43).

Il campo magnetico del bulbo viene generalmente prodotto con la corrente di accumulatori mediante l'avvolgimento di eccitazione (d).

La bobina mobile viene posta in vibrazione direttamente dal suono e, vibrando, si immerge più o meno nel circuito magnetico (ovvero fa tagliare le linee di forza dalle sue spire) divenendo sede di una *f.e.m.* alternata a *BF*. La corrente data dal microfono è esigua e richiede così una grande preamplificazione. La fedeltà acustica è notevolissima, tanto che tale microfono viene impiegato per le emissioni delle stazioni di media e grande potenza per le audizioni circolari.

Recentemente, diverse Case costruttrici tanto nazionali che straniere hanno posto in commercio microfoni a bobina mobile del tutto simili ad altoparlanti elettrodinamici, aventi però dimensioni molto più ridotte, un cono molto piccolo e di massima leggerezza ossia di minima inerzia.

Il campo magnetico nel quale la bobina mobile si sposta è fornito da un magnete di acciaio al tungsteno.

Detto microfono è anche reversibile, ossia può trasformarsi in piccolo altoparlante per potenze inferiori ad 1 watt.

Spesso, in questo microfono, posteriormente, trova posto un «labirinto acustico» per renderlo maggiormente atto a funzionare in modo omogeneo alle diverse frequenze per le pressioni d'aria dovute al suono.

c) *Microfono piezoelettrico.*

Sfrutta le proprietà piezoelettriche dei cristalli (vedasi paragrafo 27). Il cristallo più usato è quello artificiale e precisamente il cristallo di Rochelle (o di Seignette), che consiste in un doppio tartrato di sodio e di potassio:

Questo cristallo normalmente coibente, è fortemente igroscopico e facilmente perde le sue proprietà isolanti in seguito all'assorbimento di umidità dell'atmosfera. Per tale ragione viene usato con una speciale leggerissima copertura di vernice anti-igroscopica.

A differenza degli altri cristalli e dei coibenti in genere, il cristallo di Rochelle ha una costante dielettrica enormemente elevata (sino a 150.000). Questa caratteristica fa sì che le cariche molecolari che si liberano sotto l'azione di pressioni meccaniche siano di gran lunga maggiori di quelle che si ottengono con gli altri cristalli piezoelettrici.

Questa spiccatissima proprietà piezoelettrica è stata specialmente sfruttata per la costruzione di microfoni e rivelatori fonografici piezoelettrici.

La differenza di potenziale fornita dai microfoni piezoelettrici non è inferiore a quella che può dare un buon microfono a carbone e permette quindi di abolire delle forti preamplificazioni. Per contro la fedeltà di riproduzione è ottima. La resa massima si ha per le frequenze più basse.

Il suono viene captato generalmente con un conetto leggerissimo d'alluminio il quale trasmette le vibrazioni al cristallo facendolo flettere alternativamente. La differenza di potenziale che il cristallo sviluppa si raccoglie mediante due leggerissime armature metalliche opportunamente disposte in contatto con la superficie del cristallo.

L'elevatissima resistenza interna di un tale microfono, mentre consente di collegarlo direttamente alla griglia della valvola amplificatrice, senza usare trasformatori, rende necessario ridurre il più possibile le capacità dei conduttori e sottrarre contemporaneamente questi alle influenze statiche esterne.

d) *Microfoni a nastro.*

È questo un microfono elettrodinamico nel quale però la bobina mobile è sostituita da un nastro sottilissimo di alluminio che si sposta, sotto l'azione diretta delle onde sonore in un campo magnetico, in direzione normale alle linee di forza. Il traferro ha forma rettangolare (fig. 44).

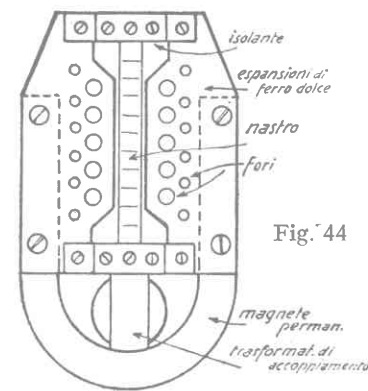


Fig. 44

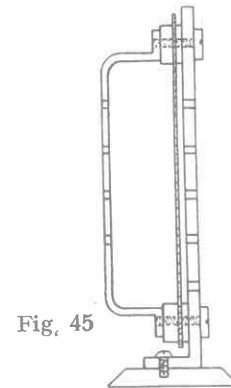


Fig. 45

Tagliando un numero variabile di linee di forza, ai capi del nastro si forma una differenza di potenziale di valore assolutamente esiguo che, dopo opportuna elevazione ottenuta con trasformatore, viene inviata alla griglia della valvola preamplificatrice. (La cosa è possibile perchè l'intensità è discreta essendo la resistenza interna bassissima).

Questo microfono è detto anche a «velocità» perchè lo spostamento del nastro non avviene a causa della differenza di pressione fra l'involucro e l'ambiente, ma sotto l'azione dell'urto delle molecole d'aria costituenti l'onda sonora.

La potenza della oscillazione a BF resa da tale microfono è esigua.

e) *Microfono a condensatore od elettrostatico.*

Questo microfono sfrutta il principio della variazione di assorbimento di corrente elettrica in un condensatore del quale sia fatta variare la capacità, a tensione costante.

È noto infatti (§ 4) che la quantità di elettricità assorbita da un condensatore è direttamente proporzionale alla tensione e alla capacità. Lasciando inserito il condensatore alla sorgente di tensione costante, ad ogni aumento di capacità corrisponderà una corrente di carica dovuta al passaggio di nuove cariche dalla sorgente al condensatore mentre ad ogni diminuzione di capacità corrisponderà una corrente di scarica dovuta alla diminuita attitudine del condensatore a trattenere sulle placche le cariche a quel dato potenziale.

Un microfono elettrostatico si compone di due elettrodi piani affacciati di cui uno è una lastra di metallo forata, di grosso spessore e l'altra è una membrana pure di metallo ma molto più sottile (fig. 45).

La membrana, vibrando, si avvicinerà ed allontanerà alternativamente alla piastra facendo così variare la capacità del sistema e determinando quindi una vera e propria corrente alternata (di carica e scarica) fra il microfono e la sorgente alla quale questo è inserito.

La frequenza dipende da quella del suono e la ampiezza di tale corrente alternata dipende da quella delle variazioni di capa-

rità cioè da quella della vibrazione della membrana. Agli estremi di una resistenza inserita fra microfono e sorgente si potrà ricavare la *d.d.p.* da mandare al preamplificatore. La sorgente è sempre di alcune centinaia di Volt e la resistenza di alcune centinaia di migliaia di ohm.

La potenza ricavabile da questo microfono è debolissima come per i due microfoni precedenti.

15) TRASFORMATORI MICROFONICI

Un altro organo di notevole importanza e strettamente connesso alla scelta del microfono è il trasformatore microfonico.

Teoricamente il miglior trasformatore microfonico dovrebbe avere una impedenza primaria a BF superiore od almeno uguale alla resistenza del microfono ed un secondario composto da un numero infinito di spire richiedendosi una uscita di massimo potenziale e di nessuna intensità.

Generalmente i microfoni non a carbone sono dotati dei trasformatori più adatti. Quanto ai microfoni a carbone, praticamente il trasformatore per molte ragioni si costruisce nei rapporti dell'ordine di $1/10$ a $1/40$. I rapporti più elevati vanno impiegati con microfoni a bassa resistenza interna, così l'impedenza primaria dovrà essere tanto più alta quanto maggiore è la resistenza interna del microfono. Diremo ad uso dei principianti che anche i comuni trasformatori «da campanelli» di 5ω con primario da 150 a 220 V e secondario a $3-7-10\text{ V}$ sono abbastanza adatti al funzionamento come trasformatori microfonici quando si usi il primario da secondario e viceversa, tanto più che le diverse prese permettono la scelta del più adatto rapporto di trasformazione e della più appropriata impedenza primaria ai diversi microfoni.

16) PROPAGAZIONE DELLE ONDE CORTE

La propagazione di una onda elettromagnetica nello spazio si dovrebbe in ogni caso effettuare con la velocità di $3 \times 10^{10}\text{ cm./sec.}$

circa (numero equivalente al rapporto tra le unità elettrostatiche e elettrodinamiche CGS) e l'intensità con cui questa dovrebbe colpire superfici uguali e normali alla propagazione dovrebbe essere inversamente proporzionale al quadrato delle distanze, come per le altre oscillazioni *e.m.* (luce, calore, raggi ultravioletti, raggi X ecc.), per il suono, per le forze Newtoniane, per il magnetismo, per l'elettricità ecc..., come insomma per tutte le energie le cui azioni si propagano in linea retta e si dipartono da un unico punto dello spazio.

In realtà si constatano molti fenomeni, specialmente riguardo alle onde corte, che potrebbero far supporre diversamente e che analizzeremo brevemente.

Le onde *e.m.* della radio presentano anzitutto la particolarità di avere un piano di polarizzazione unico e ben definito (§ 2) a differenza delle oscillazioni *e.m.* naturali (luce, calore, ecc.) che ne presentano infiniti. Questo fatto, come si è già detto, porta come conseguenza, per la ricezione, la necessità di orientare i conduttori d'aereo in detto piano, cosa questa che molto spesso viene trascurata nella pratica della trasmissione e ricezione con grave scapito dei risultati.

Le oscillazioni *e.m.* della radio e particolarmente le onde corte, vanno poi soggette a fenomeni di riflessione, rifrazione ed interferenza, oltre ad altri fenomeni di minore interesse pratico, che le rendono paragonabili alle oscillazioni *e.m.* della luce.

a) *La riflessione.* — Si ha ogni qualvolta una o più onde investono un conduttore di forma e dimensione tali da offrire la possibilità della formazione di correnti elettriche nella direzione del campo elettrico d'onda.

In questo caso l'onda desta nel conduttore correnti elettriche di uguale frequenza che a loro volta emettono oscillazioni *e.m.*, cioè onde della stessa lunghezza delle originali che, per ragioni di interferenza, hanno un massimo di intensità in una direzione di riflessione simmetrica a quella di incidenza rispetto alla perpendicolare innalzata al piano riflettente nel punto di incidenza.

b) *La rifrazione.* — Si ha quando l'onda *e.m.* passa da un mezzo di costante dielettrica ϵ_1 ad un altro di costante ϵ_2

diversa, con un angolo di incidenza compreso fra lo zero ed il retto. In questo caso la direzione delle onde non è più la stessa dopo il passaggio, ma cambia accostandosi tanto più alla perpendicolare alla superficie di separazione quanto maggiore è il coefficiente ϵ_2 del mezzo nel quale l'oscillazione è entrata.

Quando l'oscillazione passa da un mezzo con costante ϵ_1 ad un altro mezzo di costante ϵ_2 minore, allora l'angolo di incidenza non può più scendere al disotto di un certo valore se si vuole che avvenga la rifrazione che altrimenti l'onda viene riflessa, dalla superficie di separazione, nel primo mezzo (fenomeno di riflessione totale).

Tale angolo è detto *angolo limite*.

Il fenomeno della rifrazione avviene per la diversa velocità che acquistano le oscillazioni *e.m.* passando da un mezzo di potere induttore dato ad un mezzo di potere induttore diverso.

c) *L'interferenza.* — Avviene quando le oscillazioni *e.m.* che si dipartono da un generatore, seguendo due percorsi di lunghezze diverse si incontrano nuovamente. Avviene allora che le onde essendo tutte equidistanti e animate dalla stessa velocità possono sovrapporsi. Se la sovrapposizione avviene fra onde aventi i campi concordi si ha un rafforzamento della ricezione nella zona di interferenza, se al contrario avviene fra onde con campi discordi si ha la neutralizzazione reciproca delle due onde con conseguente indebolimento o scomparsa della ricezione.

Quando l'interferenza avvenga fra onde di lunghezza diversa, allora, nello spazio, si verranno ad avere delle zone di affievolimento alternate con zone di rafforzamento dell'onda che si sposteranno con la nota velocità. L'ampiezza delle oscillazioni destate in questo caso nel sistema ricevente, non sarà costante ma varierà in modo periodico con una frequenza pari alla differenza delle due oscillazioni interferenti.

Tale frequenza di fluttuazione nel caso pratico può rientrare nel campo delle frequenze acustiche e quindi disturbare notevolmente la ricezione col far sorgere nel ricevitore frequenze acustiche (fischi di interferenza) che si sovrappongono a quella della modulazione. Anche per tale ragione le frequenze delle stazioni emittenti debbono differire di almeno 10.000 periodi (10 Kc).

I tre fenomeni descritti spiegano in modo sufficiente le principali anomalie che si verificano nel campo delle radiotrasmissioni.

17) PROPAGAZIONE COMPARATA DELLE RADIO ONDE

L'intensità di un campo elettromagnetico dovuto ad una stazione emittente dovrebbe essere proporzionale alla potenza dell'emettitore ed inversamente proporzionale al quadrato della distanza, invece praticamente si nota quanto segue:

Onde lunghe - (da 1000 m. in su) sono molto sensibili alle influenze elettrostatiche e per tale ragione si propagano in modo non rettilineo seguendo la curvatura della superficie terrestre.

Queste onde vanno ben poco soggette a fenomeni di riflessione e quindi non sono soggette come le onde corte ai fenomeni di evanescenza di cui parleremo nè a forti variazioni del raggio di propagazione dal giorno alla notte.

A cagione della loro stabilità queste onde sono impiegate per le comunicazioni transoceaniche malgrado il loro scarsissimo rendimento che rende necessario, per il raggiungimento di tale scopo, l'impiego di grandissime potenze (da 400 a 1000 Kilowatt).

Onde medie - (da 200 a 1000 m.), hanno un comportamento molto vario, vanno soggette alla riflessione. Le oscillazioni si propagano parte in modo rettilineo, e parte parallelamente alla curvatura terrestre.

La differenza fra il giorno e la notte è notevole con un massimo di intensità nelle ore notturne. È pure notevole il fenomeno della interferenza e quindi della evanescenza (*fading*).

Il rendimento rispetto alle potenze impiegate è buono ma la stabilità scarsa. Le onde medie presentano anche il fenomeno della *zona di silenzio* per cui oltre una certa distanza dal radio diffusore la ricezione cessa completamente per riprendere a distanza maggiore.

Onde corte - (da 10 a 200 metri). Presentano spiccatissimi i fenomeni di riflessione e rifrazione, si propagano in linea retta e non seguono quindi la curvatura terrestre.

La ricezione delle onde corte è migliore il giorno che la notte per le onde al di sotto dei 40 m. mentre avviene il contrario per le onde più lunghe.

La portata delle stazioni ad onda corta è generalmente grandissima in rapporto alla potenza impiegata, specialmente per onde prossime ai 100 metri.

Il fenomeno del « fading » è molto risentito, specialmente alla notte e sono assai bene spiccate le zone di silenzio. La distanza della zona di silenzio dall'emettitore varia press'a poco in ragione inversa della lunghezza d'onda, così per onde di 50 m. la zona è a 200 Km.; per $\lambda = 40$ m. è a 300 Km.; per $\lambda = 30$ m. è a 600 Km.; per $\lambda = 20$ m. è a 1100 Km.; per $\lambda = 10$ m. è a 2000 Km. circa.

Le onde corte presentano anche il curioso fenomeno della eco per cui è dato talvolta di sentire a distanza di una frazione di secondo il ripetersi di un segnale già udito in precedenza. La eco è dovuta al ritorno di onde che hanno compiuto il giro della terra.

Si sono poi notati con onde di 3 m. degli echi con ritardi da 15 a 30 secondi sulla emissione che sono stati attribuiti a riflessioni operate dall'atmosfera del Sole.

Onde cortissime - (2-10 m). Presentano più spiccati i fenomeni anzidetti ed a cagione della loro attitudine ad essere riflesse possono facilmente essere incanalate in fasci ottenuti mediante specchi semi-cilindrici o parabolici lunghi secondo la generatrice $1/2 \lambda$ (vedere § 21).

Onde ultracorte - (sotto ai 2 m.). Queste onde hanno una portata simile a quella ottica (20-30 Km.) ed a stento si possono produrre con oscillatori normali a triodo.

L'influenza del giorno e della notte, delle nebbie, dell'evanescenza ecc. non sono sensibili. Per lo più tali onde vengono emesse e captate mediante l'impiego di riflettori.

Il comportamento di queste onde è molto simile a quello delle onde luminose, la riflessione viene spesso operata anche da ostacoli comunissimi di scarsa conduttività.

INTERPRETAZIONE DEI FENOMENI.

È ben noto che i gas a bassa pressione divengono quasi tutti buoni conduttori della elettricità perchè facilmente ionizzabili.

La pressione atmosferica diminuisce con l'altezza ed è evidente che ad una certa altitudine troveremo solamente gas molto rarefatti e quindi ionizzabili e più oltre il vuoto assoluto.

Questi gas a bassa pressione formeranno attorno alla terra un involucro sferico conduttore, involucro che andrà soggetto a forti cariche negative dovute agli elettroni provenienti dal Sole, come del resto stanno ad attestare le aurore polari, vere scariche nei gas rarefatti.

Avverrà dunque che le onde emesse dalle stazioni radio, incontrando tale strato conduttore verranno riflesse ed in particolar modo le onde corte che sono le più soggette alla riflessione.

È questa l'essenza della teoria di Heaviside che spiega in tale modo come un'onda a propagazione rettilinea possa, per riflessioni successive, compiere il giro della terra (fig. 46).

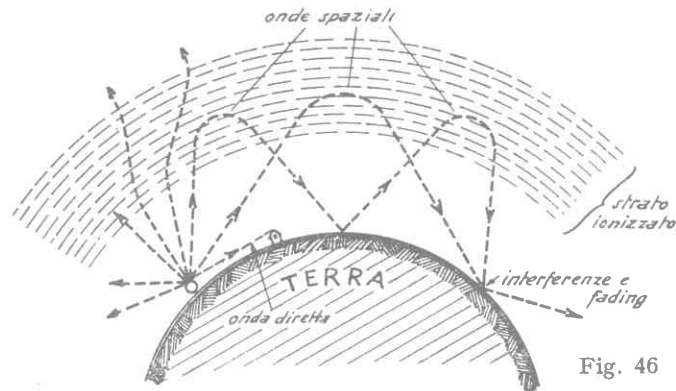


Fig. 46

La teoria di Heaviside ammette che lo strato di gas ionizzati (strato Kennelly Heaviside o ionosfera) si trovi a circa 100 Km. dalla superficie terrestre ed abbia uno spessore di circa 10 Km. e tale ammissione ha avuto più di una conferma sperimentale.

Una seconda teoria, non meno attendibile, è quella formulata da Eccles e si basa sul principio della « riflessione totale » dovuta alla diversità del potere dielettrico fra i diversi strati dell'alta atmosfera e fra questi ed il vuoto siderale, quando le onde incidenti

giungono in tale zona con gli angoli di incidenza maggiori dell'angolo-limite.

In caso diverso le onde, dopo aver subita una rifrazione, uscirebbero dall'atmosfera allontanandosi indefinitamente (fig. 46). Non è improbabile che le due teorie siano entrambe vere.

La riflessione della radioonda negli alti strati atmosferici spiega in modo soddisfacente il fenomeno della zona di silenzio come zona nella quale non giunge il raggio diretto perchè troppo lontana dall'emettitore nè il raggio riflesso perchè troppo prossima all'emettitore stesso.

Per l'evanescenza esistono anche due spiegazioni, la prima la attribuisce a semplici deformazioni dello strato di Heaviside, che farebbero deviare il raggio d'onde riflesso come la superficie fluttuante di un liquido fa spostare continuamente i raggi luminosi che su di essa si riflettono.

La seconda spiegazione vuole che l'evanescenza sia un fenomeno di interferenza dovuto alla diversità di percorso fra l'onda diretta e quella riflessa. In questo caso bastano piccole deformazioni dello strato riflettente per produrre rafforzamenti od affievolimenti dell'onda (vedere interferenza). È da notarsi che le onde corte sono più delle altre soggette al fenomeno della evanescenza sia per l'intensità di questa sia per la frequenza con cui avviene il fenomeno stesso. La ragione risiede evidentemente nella maggiore riflettibilità dell'onda corta e nel fatto che per produrre interferenza bastano spostamenti minimi dello strato riflettente cosicchè uno spostamento un po' ampio può determinare diversi annullamenti successivi dell'onda nella zona dove si trova il ricevitore.

Infine i disturbi alla ricezione dovuti a fischi ecc., che sono così frequenti attualmente sulle onde medie a cagione del gran numero di stazioni emittenti ed alla insufficiente differenza fra le loro lunghezze d'onda e che sono dovuti ad interferenza come si è già detto, sono, per le ragioni citate, meno frequenti in O. C.

Le onde corte a cagione della relativa facilità con la quale si riflettono raggiungono spesso portate grandissime e con esse si sono realizzate comunicazioni transoceaniche e fra antipodi con potenza di pochi watt.

Va tenuto presente però che le onde corte vanno facilmente soggette all'assorbimento quando incontrano degli ostacoli e che

quindi con facilità si formano «zone d'ombra» entro le quali la ricezione è nulla. È anche importante notare che la ricezione delle onde corte avviene con pochissimi disturbi, sia atmosferici che industriali.

18) LE CORRENTI AD A.F. NEI CONDUTTORI

Abbiamo visto (§ 1) come le correnti elettriche si propagano attraverso la materia del conduttore. Quando gli elettroni del conduttore sono sollecitati da una *f.e.m.* alternata si vengono a formare nel conduttore stesso delle correnti indotte (per autoinduzione) che saranno in opposizione alla corrente inducente. Queste correnti percorreranno il conduttore prevalentemente nelle zone dove maggiore è il numero di linee di forza magnetica agente, cioè all'interno di esso, costringendo la corrente inducente, cioè la principale, a scorrere in un sottile strato presso la superficie del conduttore stesso.

Questo fenomeno è detto «Effetto della pelle» o «pellicolare» o anche «Effetto Thomson».

A causa di questo fenomeno, è evidente che la resistenza offerta da un conduttore al passaggio di correnti alternate ad alta frequenza sarà assai maggiore di quella che lo stesso offre alle correnti continue.

La formula che esprime il fenomeno è quella di Bucherot

$$E = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu c f}}$$

dove μ è la permeabilità magnetica, c la conduttività ($c = \frac{1}{\rho}$),

f è la frequenza ed E è lo strato esterno percorso da corrente.

Per i conduttori cilindrici di rame serve ottimamente la formula di Lord Rayleigh relativa al rapporto fra la resistenza R ad *AF* e la resistenza offerta alla *C.C.* (R_0).

$$\frac{R}{R_0} = \frac{\pi d}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\rho}} \sqrt{f}$$

Nel caso del rame, avendosi $\rho = 1600$, la formula diventa

$$\frac{R}{R_0} = \frac{\pi d}{80} \sqrt{f}$$

nota la resistenza offerta da un conduttore di diametro dato alla *C.C.* si può ricavare subito con tale formula quella offerta alla *C.A.* di frequenza data.

Si può anzi semplificare il calcolo della resistenza di *AF* con l'impiego della espressione modificata.

$$R = R_0 \frac{\pi d}{80} \sqrt{f}$$

L'avvolgimento di conduttori a spirale, per l'intensificazione dei campi magnetici tende ad accrescere il valore della resistenza ad *AF* offerta dal conduttore.

Per evitare l'effetto della pelle si impiegano generalmente conduttori che presentino una grande superficie ed un minimo di massa metallica quali trecce di rame a fili sottili multipli, trecce di fili isolati, tubi di rame vuoti ecc.

Questi ultimi sono largamente impiegati negli emettitori ad *O.C.*

19) LE ONDE CORTE NEI CONDUTTORI

La velocità con cui l'elettricità si propaga nei conduttori si aggira intorno a 10^{10} cm./sec., essa è quindi notevolmente inferiore a quella di propagazione delle radio onde. Tuttavia in un conduttore percorso da correnti alternate ad *AF* (dell'ordine di quelle usate in radiotelegrafia - telegrafia) si formano impulsi corrispondenti ad onde che si formano nello spazio, che si susseguono ad una distanza quale sarebbe quella delle onde che si formerebbero nello spazio senza il conduttore, ciò presuppone che la velocità di propagazione nel conduttore e nello spazio sia la stessa contrariamente a quanto si è detto.

Il fenomeno appare spiegabile se si considera che la velocità per le onde corte nel conduttore è data da:

$$V_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

dove L_1 e C_1 sono rispettivamente la induttanza e la capacità per unità di lunghezza del conduttore (§ 5-6). Per conduttori di grande lunghezza e di piccolo raggio L_1 e C_1 sono tali che l'espressione assume valori prossimi alla velocità della luce. Il fatto che variando il valore di C_1 (cambiando il mezzo coibente nel quale è posto il conduttore) vari la lunghezza d'onda e la velocità di propagazione, ha portato alla ammissione che l'azione elettrica si svolga nello spazio ambiente ed il conduttore serva solamente a guidare dette correnti ad altissima frequenza che scorrono alla sua superficie.

20) ONDE STAZIONARIE

Sia G (fig. 47) un generatore di correnti ad altissima frequenza e sia f tale frequenza. Se si connette ad un polo di G un estremo di un conduttore rettilineo isolato, di lunghezza uguale o multipla di $\frac{3 \times 10^{10}}{f}$ centimetri, avverrà quanto segue:

Quando il conduttore in prossimità del generatore (a) riceverà un impulso positivo, tale impulso si propagherà lungo il conduttore con la velocità della luce e giungerà dopo un certo tempo all'altro estremo (b) del conduttore conferendo a questo una carica positiva.

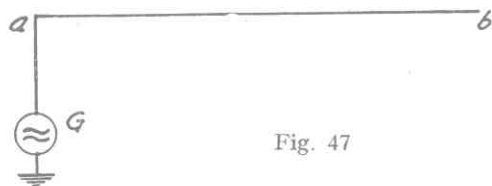


Fig. 47

Tale carica si comporterà ora rispetto al conduttore allo stesso modo dell'impulso che prima era stato conferito in (a) e quindi tornerà a percorrere il conduttore in senso opposto.

Ma da (a), all'impulso positivo, dopo una tregua, sarà succeduto un impulso negativo, indi un altro positivo ecc. Tali impulsi, come il primo, raggiunto l'estremo (b) ripercorreranno il conduttore in senso opposto.

Abbiamo però ammesso che il conduttore sia lungo $\frac{3 \times 10^{10}}{f}$ centimetri od un multiplo di tale lunghezza, ne deriva allora che quando (a) è positivo (b) è anche positivo, quando (a) è a potenziale zero, (b) è a zero, quando (a) è negativo (b) è negativo.

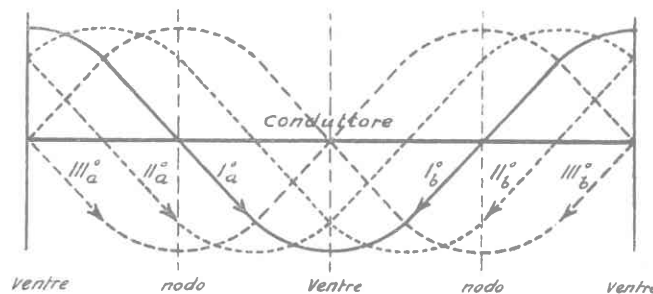


Fig. 48

È facile, osservando la fig. 48, persuadersi che questi due sistemi di oscillazioni, che percorrono il conduttore in sensi inversi, in determinate zone del conduttore si trovano a conferire insieme potenziali alternati concordi e quindi sommabili mentre in determinate altre zone si avranno in ogni caso potenziali discordi e quindi neutralizzanti reciprocamente.

I punti nei quali il potenziale oscillante è massimo (fig. 48) si trovano tutti a distanza pari a $\frac{3 \times 10^{10}}{2f}$ cm. cioè a $\frac{1}{2} \lambda$ od a multipli di tale valore, dall'estremo (a) del conduttore e fra loro.

Viceversa tutti i punti posti a metà della distanza fra due massimi consecutivi saranno costantemente a potenziale nullo.

I punti di massimo potenziale sono detti «ventri di potenziale», (o di tensione) e quelli di potenziale nullo «nodi di po-

tenziale», ai nodi di potenziale corrispondono i massimi di intensità della corrente (ventri di intensità). Il fenomeno delle onde stazionarie è praticamente sfruttato per la misura speditiva delle lunghezze d'onda nei «fili di Lecher» che sono appunto conduttori nei quali vengono eccitate onde stazionarie di cui si misura poi facilmente la lunghezza stabilendo le distanze fra due ventri o due nodi successivi.

LINEE

Si consideri una linea bifilare di lunghezza indefinita, questa si può ritenere come formata da tanti elementi di linea di lunghezza unitaria. Detti elementi si possono considerare in serie fra di loro agli effetti dell'induttanza ed in parallelo fra di loro agli effetti della capacità, ne consegue che la rete equivalente alla linea è rappresentabile come in fig. 49 ossia come un filtro passa basso.

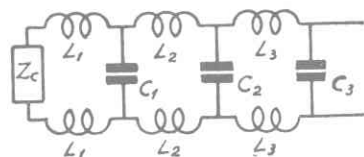


Fig. 49

Per un filtro di tale genere, è noto che esiste un valore di impedenza Z_0 che inserito fra i due capi ad una estremità fa sì che all'estremità opposta il filtro offra la stessa impedenza Z_0 . Detto valore che prende il nome di «impedenza iterativa del filtro», nel caso di una linea prende il nome di «impedenza caratteristica».

Se dunque si misura l'impedenza di una linea di lunghezza infinita e poi si interrompe la linea stessa inserendo al posto della parte eliminata una impedenza (anche una resistenza) di valore pari alla «impedenza caratteristica» della linea, misurando l'impedenza di questa si ritrova il valore precedentemente misurato e corrispondente a quello dell'impedenza caratteristica.

Per una data linea vi è un valore solo di impedenza che soddisfa questa condizione ossia un solo valore di impedenza caratteristica, esso è dato da:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

in cui C e L sono rispettivamente la capacità e l'induttanza di un tratto elementare di linea. Il risultato non cambia se si mette al posto di L e C i valori rispettivi di induttanza e di capacità di tutta la linea perchè tanto L come C crescono contemporaneamente con la lunghezza della linea.

Si può dunque conoscere il valore di impedenza caratteristica di una linea prendendo un tratto di questa (p. es. un metro) e misurando la capacità C fra i fili e l'induttanza L che offre il tratto ad una estremità quando si pongono in corto circuito i due fili all'altra estremità.

Quando la linea è chiusa alle due estremità su impedenza del valore della sua impedenza caratteristica (ossia su impedenze o resistenze pari a $\sqrt{L:C}$) il rendimento della linea è massimo, ossia l'attenuazione che essa offre è minima, e le riflessioni sono ridotte al minimo.

Quando invece i valori di impedenza che chiudono la linea all'estremità sono diversi da $\sqrt{L:C}$ allora nei vari punti della linea si hanno sfasamenti progressivi fra tensione ed intensità e quando la linea è lunga un numero intero di mezze onde si hanno oscillazioni stazionarie con ventri e nodi di tensione e di corrente. In queste condizioni l'impedenza della linea è diversa da punto a punto e la linea stessa si comporta in modo analogo ad un trasformatore (1).

Quando non vi sia la possibilità di avere l'impedenza di uscita del trasmettitore uguale all'impedenza caratteristica della linea e quest'ultima ha una lunghezza non adatta per funzionare da linea risonante, è necessario allora mettere fra l'uscita della linea e l'aereo un autotrasformatore o un sistema di piccole induttanze allo scopo di adeguare le impedenze.

(1) In questo caso si può ritenere che l'impedenza di entrata e quella di uscita della linea stiano fra loro in rapporto al quadrato del rapporto fra l'impedenza di entrata stessa e l'impedenza caratteristica della linea (oppure fra quest'ultima e l'impedenza di uscita).

I valori delle impedenze caratteristiche possono ricavarsi anche dalle caratteristiche costruttive della linea. A pag. 101, sono date le espressioni relative ad una linea a due fili distanziati e ad una linea a cavo coassiale.

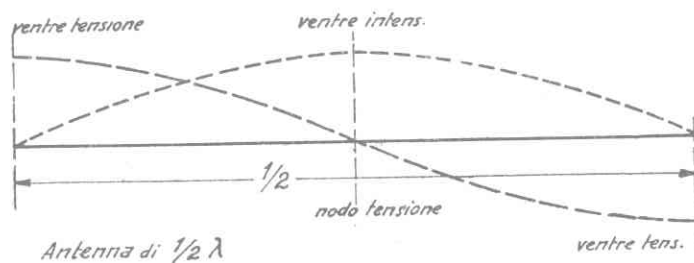
21) AEREI PER ONDE CORTE

I sistemi radianti usati per le onde corte, quasi sempre sono privi di presa di terra rappresentando questa un pessimo mezzo per la propagazione delle onde corte. La presa di terra viene vantaggiosamente sostituita da un sistema di conduttori isolati tesi al di sotto e parallelamente al conduttore d'aereo, in prossimità del suolo. Si hanno dunque in generale degli aerei di tipo « Hertz » o spaziali che sono sempre facilmente paragonabili a dipoli.

Ciò non esclude però che si possa far uso della presa di terra per tutte le eventuali schermature all'apparecchio emittente o ricevente.

Gli aerei spaziali possono distinguersi in verticali ed orizzontali e va tenuto sempre presente che il piano di polarizzazione coincide con l'orientamento dell'aereo. Questo fatto implica anche il parallelismo fra l'aereo emittente e quello ricevente per l'ottenimento di un massimo di ricezione.

Uno dei principali requisiti di un buon aereo emittente è che i due suoi estremi si trovino ad una distanza di mezza lunghezza d'onda o ad una distanza multipla secondo un numero dispari, cosicchè ai massimi positivi dell'uno corrispondano i massimi nega-



tivi dell'altro, (vedere onde stazionarie) perchè solo in tale modo il campo elettrico spaziale ad essi dovuto sarà massimo.

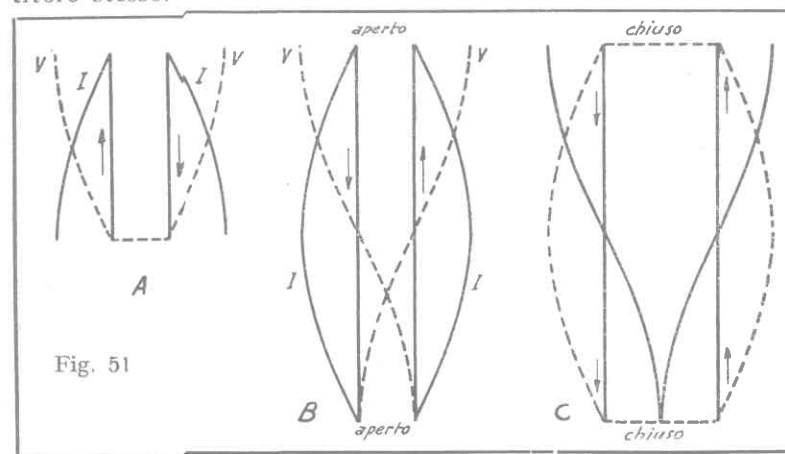
La fig. 50 illustra la distribuzione della corrente in un aereo di mezza lunghezza d'onda; come si vede, ai capi dell'aereo si hanno i due ventri di tensione, il ventre di intensità si ha invece al centro.

È evidente che per ottenere il migliore rendimento si dovrebbe introdurre in serie al conduttore, a metà di esso, l'induttanza d'aereo dell'emettitore. Ciò non è però sempre possibile cosicchè nel più dei casi l'eccitazione dell'aereo si deve effettuare con delle linee di alimentazione.

L'eccitazione degli aerei può essere effettuata in modi molto diversi. Possiamo fare una prima distinzione fondamentale fra aerei eccitati per « corrente » ed aerei eccitati per « tensione ».

Nei primi l'eccitazione dell'aereo si ottiene immettendo in un ventre di intensità o di corrente (nodo di tensione) dell'aereo la corrente proveniente dall'induttanza d'aereo dell'emettitore nei secondi invece si applica una *f.e.m.* massima, derivata sempre dalle bobine dell'emettitore, in un ventre di tensione (nodo di corrente).

In stretta relazione con il sistema di eccitazione prescelto per l'aereo è anche la linea che ha la funzione di portare l'energia oscillante dall'emettitore all'aereo. S'intende che non rientrano in questo caso gli aerei per onde molto corte montati sul trasmettitore stesso.



Quando l'aereo è costituito da un dipolo, l'alimentazione si può fare per corrente o per tensione, mediante due fili paralleli (feeders). La lunghezza di tali fili è in relazione a quella dell'aereo e dell'onda (discesa risonante). La fig. 51 illustra la disposizione della tensione e della intensità in tali due fili, in *A* quando questi hanno la lunghezza di $1/4$ d'onda, in *B* quando hanno lunghezze di $1/2$ onda, in *C* quando essi sono messi a contatto fra loro alle estremità.

Se i due fili fanno capo, verso il ricevitore ad un circuito risonante in serie, essi si possono considerare in contatto fra loro in quel punto, se fanno capo ad un circuito risonante in parallelo, si considera il circuito come aperto in quel punto. Così, se l'alimentazione dell'aereo si fa per corrente, il circuito può considerarsi come chiuso nel punto dove i fili si connettono all'aereo, se l'alimentazione si compie per tensione, il circuito è da considerarsi come aperto.

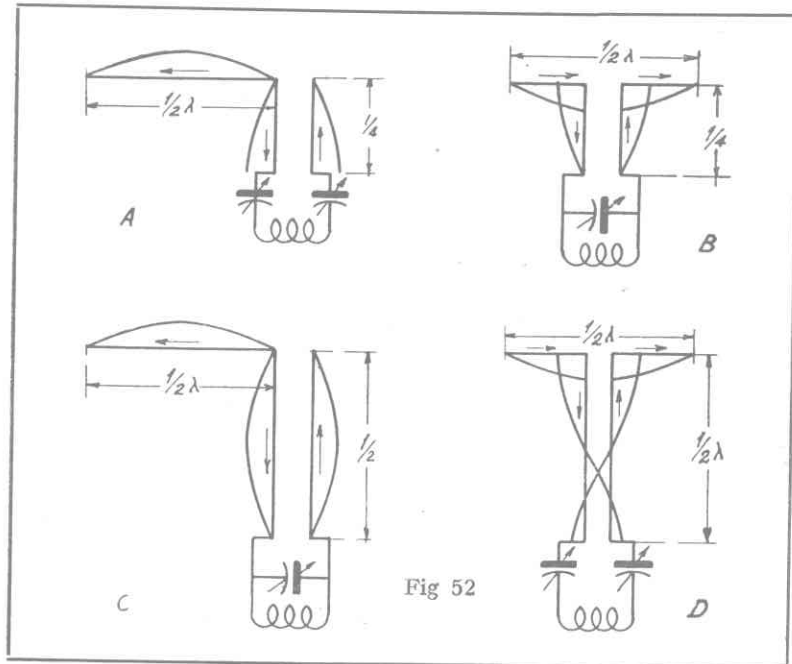


Fig 52

Con le discese risonanti è possibile alimentare per tensione un aereo di $1/2$ onda collegandosi con un filo solo della discesa ad una delle estremità. La fig. 52 mette in evidenza l'andamento delle correnti nei diversi casi summenzionati e può fornire un criterio in merito alla scelta del sistema più adatto d'alimentazione nelle diverse condizioni di sistemazione dell'aereo.

La fig. 53 illustra infine due altri modi di alimentare l'aereo con le discese risonanti, che però sono meno usati nel caso d'emissioni di piccola e media potenza.

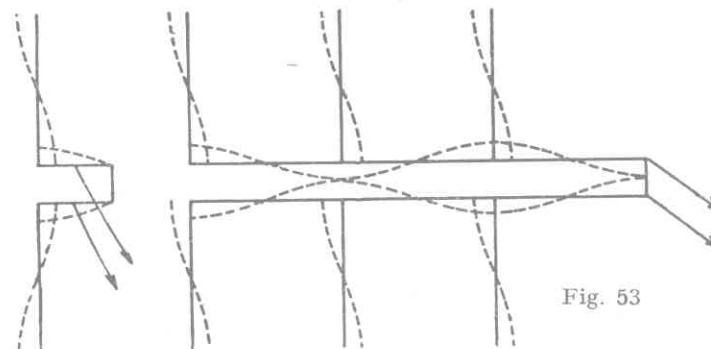


Fig. 53

L'impedenza caratteristica di una discesa a due conduttori paralleli è data dalla formola $Z = 276 \log \frac{d}{r}$ dove r è il raggio dei fili e d è la distanza fra di essi.

Per onde molto corte, dell'ordine dei 5-10 m., ai due fili si sostituiscono i due conduttori di un cavo coassiale che ha il vantaggio di offrire impedenza minore, la formola della impedenza caratteristica è per questo: $Z = 138 \log \frac{r_1}{r_2}$ dove r_1 è il raggio del conduttore esterno ed r_2 quello del conduttore interno.

A proposito di tali onde, diremo che si sono andati diffondendo anche aerei di $1/4$ di onda un estremo dei quali è a poten-

ziale nullo e l'altro in pieno ventre di potenziale. Questo aereo ha sempre bisogno di un contrappeso che può essere costituito da una raggiera di conduttori tesi sotto l'aereo stesso che è montato verticalmente (fig. 54).

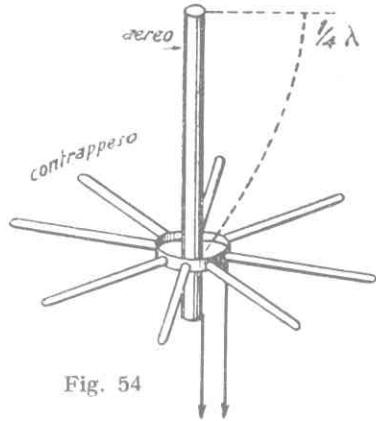


Fig. 54

secondo si ha (ad aereo inserito) una massima corrente nella medesima. I due conduttori della linea sarà bene siano paralleli, equidistanti e vicini per ridurre l'irradiazione. Non si devono però avvicinare eccessivamente per non incorrere in forti perdite causate dalla capacità esistente fra di loro.

Per questo motivo linee lunghe più di 2 quarti d'onda cominciano a presentare perdite rilevanti.

Le linee concepite in tale modo (che tengono cioè conto delle oscillazioni stazionarie che in esse si formano) sono dette « risonanti ».

Esistono anche aerei eccitati con linee disaccordate (fig. 55), lunghi mezza onda con discesa unifilare. Si è trovato che per i migliori risultati la discesa non deve essere fatta al centro dell'aereo ma ad una distanza da detto centro il cui valore è dato dai grafici che si trovano alla fine della prima parte.

Questo aereo ha trovato largo favore presso i dilettanti per la sua facilità di realizzazione e per la sua costanza di rendimento.

L'aereo di $1/4$ d'onda viene alimentato nel nodo di tensione (ventre di corrente) e quindi deve essere alimentato per corrente. Quello di mezza onda può invece essere alimentato in entrambe le maniere.

La linea d'alimentazione dovrà essere lunga un numero dispari di quarti d'onda od un numero pari degli stessi a seconda che l'eccitazione si effettua per tensione o per corrente.

Infatti, mentre nel primo caso si ha agli estremi della linea una massima *d.d.p.*, nel

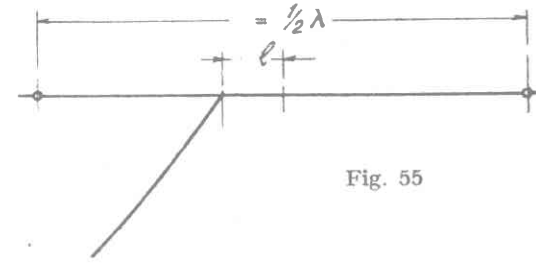


Fig. 55

Per le onde cortissime ed ultracorte, l'aereo più adatto è il dipolo verticale (fig. 56), esso si realizza solitamente con un tubo di rame argentato di circa 30-40 mm. di diametro, lungo mezza onda e generalmente regolabile e fissabile con viti di pressione.

L'alimentazione di siffatto dipolo si effettua connettendo i due fili provenienti dall'emettitore a due anelli di contatto scorrevoli lungo il dipolo stesso che solitamente si tengono a circa un quarto di lunghezza d'onda di distanza fra di loro.

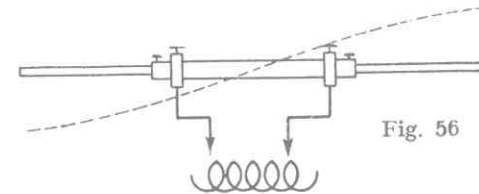


Fig. 56

La regolazione della lunghezza del dipolo e della distanza fra gli anelli è importantissima. Il comportamento di un simile aereo è assai interessante, il tratto compreso fra i due anelli, essendo percorso da corrente, genera un campo magnetico circolare che influisce su tutto il dipolo generando in esso una corrente indotta che è quella che alimenta il dipolo stesso.

Per onde di tale ordine si può usare anche un conduttore cilindrico, simile al descritto posto semplicemente a contatto diretto nel punto di mezzo con il centro della induttanza d'aereo dell'emettitore (che in questi casi è costituita da 1 o 2 spire facenti parte integrante dell'oscillatore) disponendolo tangenzialmente

alle spire di questa (fig. 57). Il campo magnetico della induttanza fa le funzioni del tratto compreso fra i due anelli del caso precedente. Il tipo d'aereo ultimo descritto ha buon rendimento, parti-

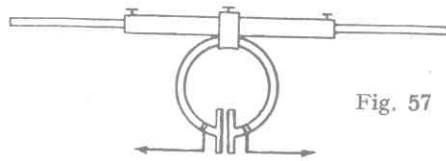


Fig. 57

colarmente per le onde più corte, ma per ragioni di ubicazione difficilmente può essere usato con emettitori di qualche potenza

I dipoli per onde così corte non si alimentano esclusivamente « in parallelo », possono essere alimentati anche « in serie » o per corrente come nei casi di fig. 52 B e D. In tale caso il dipolo si compone di due semidipoli lunghi $1/4$ d'onda ed isolati fra loro. L'alimentazione si effettua collegando i due capi della linea rispettivamente ai due capi interni dei semidipoli.

La resistenza d'irradiazione del dipolo è circa di 75 ohm e tale è press'a poco anche l'impedenza che compare fra i due capi interni dei semidipoli. Per questa ragione la linea deve offrire impedenza caratteristica dello stesso ordine o, in caso diverso deve essere adattata come è indicato a pag. 97. Le formule per calcolare l'impedenza della linea sono date a pag. 101.

Spesso, quando si voglia conferire al dipolo qualità direzionali si dispone a distanza di $1/4$ d'onda da questo un conduttore unico, lungo $1/2$ onda e ad essi parallelo. In questo caso la propagazione diviene orientata in direzione opposta a quella in cui trovavasi il conduttore (detto riflettore) (fig. 58 A).

Effetto analogo si ottiene anche disponendo il conduttore a circa $1/10$ della lunghezza d'onda di distanza, soltanto che in questo caso la propagazione ha luogo nella direzione stessa del conduttore che in tale caso prende il nome di « direttore » (fig. 58 B)

Si possono usare contemporaneamente direttore e riflettore si conseguono così nel senso delle propagazioni, intensificazioni del campo fino a 7 d.b. (ossia 2,3 volte circa in tensione (fig. 58 C).

Più in generale, va tenuto presente che la lunghezza del direttore e del riflettore sono funzione della loro rispettiva distanza

dal dipolo. Il riflettore è di solito più lungo ed il direttore più corto del dipolo, essi possono trovarsi anche alla stessa distanza dal dipolo purchè abbiano lunghezze appropriate alle distanze.

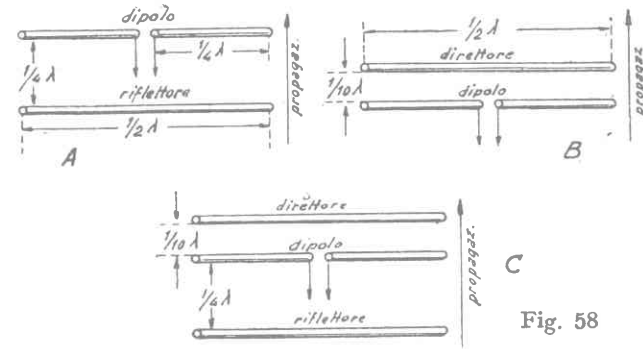


Fig. 58

Va tenuto presente che quando si usa il « direttore » l'impedenza del dipolo diminuisce e la corrente richiesta è corrispondentemente più forte. Si può fare uso anche di più di un direttore realizzando antenne simili a quelle illustrate in fig. 62 ottenendo in tale modo effetti direzionali spiccati.

Quando si operi su onde così corte può convenire l'uso di riflettori parabolici o semicilindrici. Riflettori ugualmente efficaci si realizzano mediante conduttori della stessa forma di quello usato per l'aereo, disposti tutti parallelamente al dipolo emettitore (aereo), lungo un semicerchio di raggio pari almeno ad una lunghezza di onda.

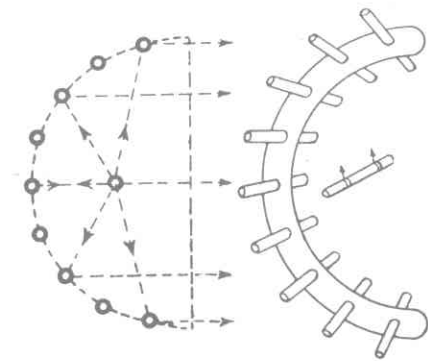


Fig. 59

Il dipolo deve occupare la posizione intermedia tra il centro e la circonferenza lungo la quale i conduttori sono disposti (figura 59). Teoricamente il raggio riflesso è parallelo quando il dipolo è a metà distanza fra il centro del semicerchio e il conduttore mediano del riflettore.

Per onde molto corte, il riflettore si può fare con un supporto di legno a ferro di cavallo nel quale sono infissi i bastoni di rame del riflettore in modo da sporgere ugualmente dalle due facce del legno.

AEREI A FORTE POTERE DIREZIONALE

In questi ultimi tempi, specialmente in relazione alle necessità di ordine bellico, hanno ricevuto particolare sviluppo gli aerei a forte potere direzionale. Fra questi sono particolarmente da segnalare gli aerei a « cortina » costituiti da un certo numero di dipoli collegati fra loro e giacenti su di uno stesso piano.

Il fascio che si diparte da simili aerei ha direzione normale a quella del piano in cui giacciono i dipoli e pertanto si propaga nei due sensi opposti. Per eliminare la propagazione nel senso non voluto si ricorre all'uso di riflettori disposti su di un piano parallelo a quello nel quale si trovano i dipoli e distante da esso $1/4$ di lunghezza d'onda che fra l'altro intensificano notevolmente il fascio d'onde nel senso desiderato.

In luogo di più riflettori si può fare uso anche di un unico riflettore di grande dimensione costituito da una lastra di rame larga poco più di $1/2$ onda e lunga quanto è lunga la cortina. Una soluzione più pratica è costituita dall'impiego di una rete di rame con i fili paralleli ai dipoli.

Perché il sistema funzioni è necessario che i dipoli siano collegati alla linea di alimentazione in modo adatto e distinto fra loro $1/2$ lunghezza d'onda. La fig. 60 A dà un'idea del come viene realizzata praticamente una simile antenna, trattasi qui di una doppia cortina di dipoli alimentati per tensione.

I dodici dipoli, lunghi tutti $1/2$ onda hanno ciascuno il centro a massa con la rete del riflettore da cui distano $1/4$ di onda. Lo stesso sostegno dei dipoli serve anche per stabilire detti contatti

di massa. La metà destra e la metà sinistra della cortina sono alimentate simmetricamente rispetto al centro, essendo però invertiti i collegamenti della linea di alimentazione a ciascuna coppia di dipoli.

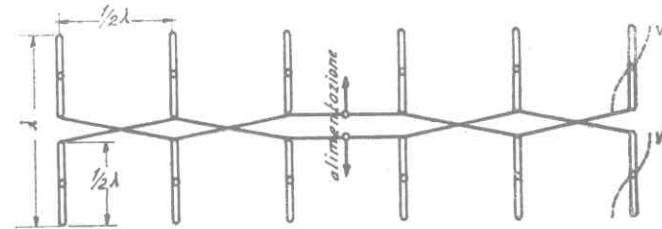


Fig. 60 A

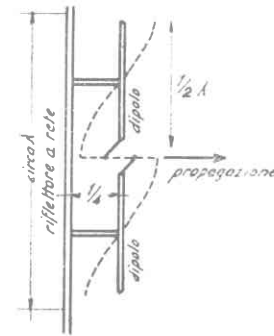


Fig. 60 B

Un altro tipo d'aereo soprattutto per onde ultracorte consiste in un unico dipolo disposto nel fuoco di uno specchio parabolico di rete di rame funzionante da riflettore (fig. 61).



Fig. 61

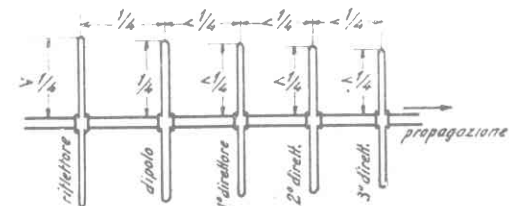


Fig. 62

Questo riflettore ha comportamento analogo a quello indicato in fig. 59 avendo però il potere di fare convergere il fascio anche lungo i piani passanti per il dipolo. Esso si presta particolarmente a funzionare con dipolo rotante.

La fig. 62 illustra un altro tipo d'aereo ad alta direzionalità costituito da un dipolo con un riflettore e tre direttori in linea.

22) INTENSITA' DI CAMPO - ALTEZZA EFFICACE - RESISTENZA DI RADIAZIONE

La differenza di potenziale fra due punti di un campo posti a distanza unitaria lungo una linea di forza, misura il *gradiente potenziale* del campo stesso e può servire come misura relativa delle intensità del campo.

Per le onde corte la misura del gradiente del campo ad una certa distanza dall'emettitore non è un problema semplice e avvertiamo subito, che dalle formule non vi è da attendere un risultato sicuro e rispondente a realtà. Comunque, le formule servono a dare una idea dei fattori che influiscono sul gradiente stesso.

La formula di Austin, modificata per le onde corte dà:

$$\text{Gradiente } V = \frac{120 \pi h i}{\lambda d} \text{ in microvolt-metro}$$

dove h è l'altezza efficace dell'aereo emittente in metri; i è la intensità percorrente tale aereo, in ampère; λ è la lunghezza dell'onda emessa; d è la distanza in metri del punto di osservazione.

I risultati ottenuti con $\lambda = 75 \text{ m.}$, a 1200 Km. , si sono dimostrati confacenti alla formula.

Chi confronti anche col calcolo i gradienti ottenibili ad una stessa distanza con onde lunghe (formula di Austin integra) e con onde corte (formula di Austin modificata) potrà rilevare l'enorme differenza di rendimento a tutto vantaggio di queste ultime.

Nelle formule di Austin figura l'altezza efficace dell'aereo. Tale altezza non corrisponde a quella della sommità H più alta del sistema radiante ma varia con l'orientamento e la forma del sistema stesso. Per aerei orizzontali Herziani come quelli descritti precedentemente l'altezza efficace corrisponde all'altezza reale

dell'aereo. Per aerei verticali la cosa cambia notevolmente, se l'aereo è poco alto dal suolo e l'onda che lo alimenta è notevolmente maggiore della lunghezza dell'aereo si ha:

$$\text{altezza efficace } h = \frac{H}{2} \text{ circa.}$$

Per un aereo per *O.C.* dipolo o con contrappeso, ove la distanza fra i punti a massimo potenziale opposto è indipendente dall'altezza del suolo, h è uguale a $0,6 H$ circa.

Quando invece l'aereo è un dipolo corto e ad una certa distanza dal suolo, ci si approssima alla condizione $h = H$. Perciò, praticamente il denominatore di H è compreso fra 1 e 2.

Veniamo infine alla valutazione della energia irradiata dall'aereo. Quando un aereo dissipa una potenza Wd e si nota su di esso una intensità di corrente $I_{eff.}$, si può paragonare l'aereo ad una resistenza di valore:

$$R = \frac{Wd}{I_{eff}^2}$$

L'attitudine di un conduttore a trasformare energia elettrica in altra energia è la resistenza; infatti, diversi conduttori che vengano fatti percorrere da correnti di eguale intensità svolgeranno in calore (o in luce o radiazione analoga), quantità di energia direttamente proporzionali alle rispettive resistenze.

$$W_1 = R_1 \times i^2 \quad W_2 = R_2 \times i^2 \dots$$

Nel caso di un aereo, parte dell'energia elettrica verrà dissipata nel conduttore sotto forma di calore e parte verrà dissipata sotto forma di campo elettromagnetico ad *AF*. Infatti ogni anello magnetico che si diparte dall'aereo trasporta con sé una

energia pari a $\frac{S d H^2}{8 \pi} = \frac{1}{2} L I^2$ che è stata necessaria per

formarlo (L è l'induttanza dell'aereo, I è l'intensità d'aereo, d la lunghezza ed S la sezione del campo anulare e H la sua intensità), così come ad ogni campo elettrico (onda elettrica) che si

forma nello spazio si richiede una energia $\frac{S V^2}{8 \pi d} = \frac{1}{2} C V^2$

(dove S è la sezione retta del campo, V il potenziale, d la lunghezza, C la capacità dell'aereo).

Questa energia che ad ogni onda viene sottratta all'aereo va a spesa dell'energia elettrica che lo alimenta.

Essendosi dunque definita come « resistenza » l'attitudine dei conduttori a trasformare energia è chiaro che un aereo rispetto alle correnti di AF , presenterà una resistenza dovuta alla trasformazione dell'energia elettrica in termica (resistenza ohmica) e una resistenza dovuta alla trasformazione dell'energia elettrica in campo elettro-magnetico ad AF .

Quest'ultima resistenza è detta « resistenza di radiazione dell'aereo ».

Quando si tolga alla resistenza complessiva R la resistenza ohmica dei conduttori, la differenza costituisce la semplice *resistenza di radiazione* R_r . La resistenza di radiazione, per dipoli per onde corte, è calcolabile con la formula:

$$R_r = 160 \pi \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2$$

che però molto spesso dà risultati assai lontani da quelli sperimentali.

Applicando questa formula al calcolo di un aereo di $1/4$ di onda, tenendo conto che l'altezza effettiva è $H = \frac{\lambda}{4}$ e che l'al-

tezza efficace è pari a $0,6 H$, si trova che l'impedenza caratteristica è di 35-40 ohm e che per un dipolo di mezza onda, tale impedenza è compresa fra i 70 e gli 80 ohm.

La potenza irradiata da un aereo sotto forma di onde e m. è data da:

$$W_r = I_{eff}^2 \times R_r \quad \text{ossia}$$

$$W_r = 160 \pi \left(\frac{h I_{eff}}{\lambda} \right)^2$$

Il potenziale oscillante d'aereo è espresso da: $V_r = I_{eff} \cdot 2\pi f C$ ossia:

$$V_r = \frac{1885 C I_{eff}}{\lambda} 10^6$$

dove C è la capacità fra aereo e contrappeso o aereo e terra o fra le due metà del dipolo e λ la lunghezza d'onda.

La resistenza di radiazione è suscettibile di notevoli variazioni a seconda degli ostacoli che si trovano in prossimità dell'aereo e ciò per l'assorbimento di energia a cui questi danno luogo.

Le formule sono generalmente vevoli su mare, senza ostacoli prossimi all'aereo. Gli effetti di assorbimento dovuti ad edifici, alberi, ciminiere, fili di condutture elettriche, tubature del gas e dell'acqua potabile, montuosità del terreno ecc. sono dannosissimi.

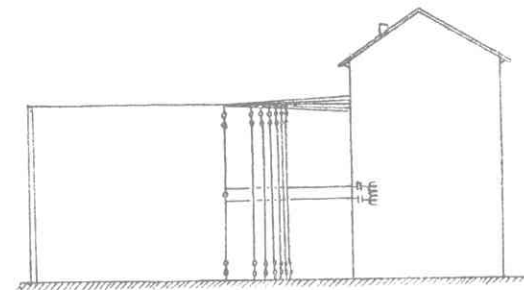


Fig. 63

Talvolta, quando si voglia fare una trasmissione direttiva è bene che fra il principale ostacolo (in fig. 63 è una casa) e l'aereo, sia posto il riflettore.

23) I DIELETTRICI, GLI SCHERMI, LE CAPACITA', GLI ISOLANTI, LE VALVOLE PER O.C.

Quando un condensatore a dielettrico solido (ebanite, vetro, zolfo, paraffina, ecc.) venga caricato con corrente continua, si potrà facilmente verificare che quando il condensatore stesso viene scaricato, alla prima scarica possono succederne altre senza che sia per questo necessario ricaricare il condensatore.

Il fenomeno è dovuto all'attitudine dei dielettrici a immagazzinare una certa carica elettrica. Infatti, si carichi il condensatore, si estraiga poi il dielettrico dal condensatore, si scarichino

fra di loro le armature e si rimetta a posto il dielettrico, si noterà che il condensatore assume nuovamente una carica elettrica di poco inferiore a quella che aveva subito dopo l'operazione di carica. Si ha dunque una penetrazione di cariche dalla superficie. Siccome però questo fatto non è sufficiente a rendere conto completamente del comportamento del dielettrico, si deve pensare ad induzione elettrostatica sulle molecole esterne ed interne del dielettrico.

Questa ipotesi è confermata dal fenomeno dell'assottigliamento dei dielettrici sottoposti a campo elettrico che sta ad indicare chiaramente che le molecole aumentano le loro reciproche attrazioni in tali condizioni.

Dunque, nel dielettrico si compie un fenomeno di influenza molecolare generale. Parte delle cariche delle armature penetra dalle due superfici nel dielettrico da cui difficilmente poi possono uscire e contribuiscono a mantenere lo stato di influenza delle molecole interne.

Ad ogni assottigliamento del dielettrico segue una estensione di questo in direzioni normali al campo e ciò prova la repulsione elettrica fra molecole collaterali caricate nello stesso senso per influenza.

Da quanto abbiamo detto è facile prevedere quello che avverrà quando un dielettrico è sottoposto ad un campo elettrico alternato.

Dal momento che per suscitare l'influenza molecolare si richiede un dispendio di energia, che per la penetrazione delle cariche superficiali per le dilatazioni e contrazioni del dielettrico si spreca pure energia, è chiaro che ad ogni semiperiodo si avrà una costante sottrazione di energia elettrica che si svolgerà in energia cinetica e termica nel dielettrico.

Siccome il numero dei semiperiodi dipende dalla frequenza, è evidente che l'energia dissipata nel dielettrico ad ogni secondo (potenza) sarà direttamente proporzionale alla frequenza. Ciò lascia facilmente prevedere quale entità possa assumere la perdita dovuta ai dielettrici in circuiti ad onda corta.

Se poi si vuole tenere conto del fatto che il potere dielettrico ϵ varia al variare della temperatura, si potrà concludere che il dielettrico può essere causa di variazioni di capacità dei con-

densatori e quindi dell'onda. il migliore dielettrico è tutt'ora l'aria secca, seguono il quarzo, la mica e gli isolanti ceramici.

Per le ragioni suddette, nella costruzione di ricevitori ed emettitori è bene ridurre al minimo l'uso degli isolanti solidi.

In questi ultimi anni, molte ricerche sono state effettuate nel campo degli isolanti per altissime frequenze e l'industria è riuscita a produrne di eccellenti, sia per le perdite ridottissime, sia per la resistenza all'invecchiamento ed agli agenti esterni.

I nomi che sono stati imposti a questi isolanti sono numerosi, tuttavia vedremo di passarli brevemente in rassegna dividendoli per gruppi.

Non tutti questi isolanti servono agli stessi scopi, taluni di essi si distinguono per perdite dielettriche minime, altri per l'elevato valore di costante dielettrica, altri infine per serbar tutte le proprie caratteristiche alle più svariate condizioni di ambiente o per una notevole facilità di lavorazione.

La scelta degli isolanti adatti va dunque fatta in relazione alle esigenze richieste a seconda delle applicazioni.

ISOLANTI A PERDITA DIELETTICA MINIMA

Questi isolanti si possono dividere in due categorie, in isolanti ceramici e isolanti plastici.

Ai primi appartengono le porcellane in genere.

La porcellana comune, eccellente per frequenze non molto elevate, diviene fonte di perdite per le frequenze elevatissime della radio, essa è stata dapprima sostituita dalla *steatite*, la quale fu ulteriormente perfezionata dal punto di vista delle perdite ed una qualità di essa venne denominata *frequentite*.

Da ulteriori notevoli perfezionamenti della frequentite, ebbe origine la *frequenta* che è uno dei dielettrici ceramici più diffusi nelle costruzioni radiotecniche attuali.

La *frequenta* è una steatite libera da alcali derivata dalla lardite di Baviera, essa viene cotta ad alta temperatura ed i pezzi vengono stampati; le sue proprietà sono elencate nella tabella seguente:

CARATTERISTICHE DEL MATERIALE ISOLANTE CERAMICO « FREQUENTA »

Peso specifico	2,6 - 2,8
Porosità vol. %	0 (compatto)
Resistenza di flessione all'urto Kg cm/cm ²	40 - 5,0
Resistenza alla flessione Kg cm/cm ²	1400 - 1600
Resistenza alla trazione Kg cm/cm ²	550 - 850
Resistenza alla pressione Kg cm/cm ²	9000 - 9500
Modulo di elasticità Kg/cm ²	0,9 - 1,1 - 10 ⁶
Coefficiente di dilatazione lineare	6,2 6,8 - 10 ⁶
Costante dielettrica	5,6
Rigidità dielettrica KV/mm (20° C); con C C = 47; con C A 50 Hz = 27; con C A 1500 = 25.	
Resistenza di massa (20° C); in Ω p. cm (con C C)	> 10 ¹⁶
Resistenza superficiale MΩ	100 - 10000

Altri materiali ceramici creati agli stessi fini sono il *Calit*, il *Calan* e l'*Ultracalan* che sono silicati purissimi di magnesio. L'*ultracalan*, dal punto di vista elettrico presenta caratteristiche eccellenti, ma è meno facilmente lavorabile del *Calan* e del *Calit* (o *Calite*) i quali, per queste loro proprietà vengono impiegati nella costruzione di pezzi delle forme più svariate.

Fra gli isolanti plastici, troviamo il *Cellon*, un acetato di cellulosa, assai facilmente lavorabile, di aspetto affine alla cellulosa, il *Nacrolaque* ed il *Rodoïd* chimicamente affini.

Isolanti plastici assai diffusi per le loro qualità elettriche e per la loro facilità di lavorazione sono il *Trolitul* e l'*Iperitolitul* i quali però non tollerano temperature superiori di 50° e l'applicazione di alcool o benzina.

Recentemente è apparso il *Trolitul Si* o *Amenite* che si è diffuso anche industrialmente.

ISOLANTI INDIPENDENTI DALLA TEMPERATURA

La temperatura ha indubbiamente una notevole azione sulle molecole degli isolanti, ciò spiega come si producano delle notevoli variazioni di capacità in circuiti elettrici sottoposti a temperature ambienti variabili.

Sono stati recentemente studiati isolanti con coefficienti negativi di temperatura, nei quali cioè la temperatura tende a produrre variazioni di capacità in senso opposto a quello che si ha con gli isolanti comuni, al fine di neutralizzare gli effetti della temperatura sui circuiti.

Alcuni isolanti sono stati studiati in modo di non risentire l'effetto della temperatura. Tali sono il *Tempa*, isolante ceramico a minima perdita che viene usato specialmente nella costruzione di condensatori per alte frequenze a debole capacità.

ISOLANTI AD ELEVATA COSTANTE DIELETTRICA

Il *rutilo*, ossia i cristalli di *biossido di titanio*, presentano una costante dielettrica elevatissima, che raggiunge persino il valore di 110,

Quando questa sostanza è sottoposta ad un aumento di temperatura, la sua costante dielettrica diminuisce del 10% circa per ogni 100 gradi.

Se questa sostanza è mescolata con quella di un isolante ceramico, se ne ha un prodotto che alle caratteristiche dell'isolante ceramico unisce una elevata costante dielettrica, minore di quella del rutilo puro, ma più stabile al variare della temperatura e che si presta egregiamente alla funzione di dielettrico fra le piastre dei condensatori.

Due varietà di questo prodotto sono note sotto la denominazione di *Kerafar* e di *Conensa*. I valori della costante dielettrica vanno per tali prodotti da 40 a 80, pur conservando un fattore di perdita per le frequenze elevate che si aggira sul 0,5‰. La variazione della costante con la temperatura è del -6% circa per ogni 100° e del -4% per altre varietà del *Kerafar*, per la *Frequenta* essa è del +1% circa.

COSTANTE DIELETTRICA E PERDITA DEI MATERIALI
ISOLANTI IMPIEGATI IN AF (1)

Costante dielettrica	Lunghezza d'onda $\left\{ \begin{array}{l} \text{in m.} \\ \text{in Kc} \end{array} \right.$	Perdita $\text{tg } \delta$ in 10^{-4} a 20 C				
		1000 300	300 1000	100 3000	30 10000	6 50000
4 7	Quarzo 2)	1	1	1	1	1 1
7,1	Ultra Calan (2) (3,	—	1	1	1	1 1
7	Mica 2)	1,7	1,7	1,7	1,7	1,7
4 2	Quarzocrist. fuso(2,	1 8	1 8	1 8	1 7	1,7
6 6	Calan (3)	3 6	3 2	2 8	2 6	2,5
6 5	Calit 3)	4 1	3 8	3 7	3 4	3,2
2 2	Trolitul	4,1	3,9	3,7	4,5	5,4
3 9	Quarzo fuso opaco	5	5,2	5,5	5,8	7
8	Mycalex	19	18	18	18	18
3	Ebanite	65	64	61	57	53
5 4	Porcellana	70	55	49	63	85
2 8	Bakelite	100	160	200	220	260
5 4	Pertinax	220	280	50	720	1000
80 ÷ 100	Condensa C (4)	7,2	6	4 1	3,2	2,8
40 ÷ 50	Condensa (4)	9,7	8	7,2	6,1	5,7

- (1) Secondo L. Rohde.
 (2) Dati per i migliori valori determinati.
 (3) Secondo le misure del Lab. di Fisica Tecnica di Monaco.
 (4) Secondo H. Handrek.

ACCORGIMENTI DI MONTAGGIO

Un altro elemento importante da non trascurarsi quando si lavora sulle $O.C.$ è quello delle capacità parassite.

Infatti, in $O.C.$, data l'elevatezza delle frequenze, si usano capacità d'accordo molto piccole e in tali condizioni i circuiti oscillanti hanno molta instabilità perchè è sufficiente che qualche oggetto o persona si muova, anche ad una certa distanza, perchè la percentuale di variazione di capacità sia forte e quindi si modifichi la lunghezza dell'onda propria dei circuiti oscillatori.

Ricordiamo anche che la intensità di corrente attraversante una capacità è data da $I = 2 \pi f C V$ cioè è direttamente propor-

zionale alla frequenza, alla capacità e alla tensione. In onde corte l'influenza della capacità fra conduttori è molto risentita e le correnti di dispersione dovute ad esse sono anche rilevanti. È dunque bene che i conduttori siano nudi, ben distanziati l'un dall'altro e dalle schermature eventuali.

Nei circuiti bilanciati (Mesny) è opportuno badare bene alla scelta dei condensatori variabili perchè i condensatori del commercio sono fatti in modo che le armature mobili offrono agli oggetti circostanti, alle schermature e alla mano dell'operatore una capacità assai maggiore di quella che offrono le armature fisse. In qualche caso conviene creare delle capacità di compensazione fra armature fisse e schermature per ristabilire l'equilibrio al circuito.

Negli emettitori ad onda corta di notevole potenza è importante tener conto della formazione di correnti di dispersione nell'aria dovute ad effluvi che del resto sono visibili nell'oscurità sotto forma di pennacchi di luce azzurra. Si dovrà dunque distanziare bene i conduttori ed evitare che questi formino delle piegature ad angolo vivo od abbiano delle punte.

Grandissima importanza ha poi l'assorbimento di energia operata dalle schermature sulle induttanze correnti di Foucault). Per trasmettere forti quantitativi di energia fra due induttanze, su $O.C.$, bastano lievissimi accoppiamenti magnetici. Uno schermo che si trovi in prossimità di una induttanza percorsa da AF si comporta come una induttanza in corto-circuito e diviene perciò sede di correnti intensissime indotte, a tutto scapito della energia utile del circuito oscillatorio.

Nelle valvole termoioniche, funzionanti su onda molto corta, si verifica anche un fenomeno che causa un peggioramento notevole del rendimento.

Si tratta della influenza della lunghezza del percorso elettronico sulle relazioni di fase fra la tensione oscillante di griglia e quella di placca.

Per quanto sia grande la velocità degli elettroni, essa è sempre notevolmente inferiore a quella delle oscillazioni elettromagnetiche, e se il percorso elettronico vale a dire la distanza fra gli elettrodi) non è trascurabile di fronte alla lunghezza d'onda avviene che le variazioni della intensità del circuito di placca seguono le variazioni del potenziale di griglia con un certo ritardo.

In conseguenza di ciò, la differenza di fase fra tensione oscillante di placca e tensione oscillante di griglia non è più di 180° e quindi, volendo far funzionare la valvola da oscillatrice, non si ha una esatta sovrapposizione delle oscillazioni di placca a quelle di griglia dal che deriva un peggioramento notevole del rendimento che può giungere anche ad impedire l'innesco.

Per queste ragioni sono state studiate specialmente in America delle valvole speciali a distanza interelettrodica minima ed a capacità interna ridottissima.

Queste valvole di dimensioni piccolissime sono sprovviste di zoccolo ed hanno l'ampolla di quarzo, esse sono dette valvole « a ghianda » (« acorn tubes » degli Americani). La figura 64, illustra l'aspetto generale di una di tali valvole.

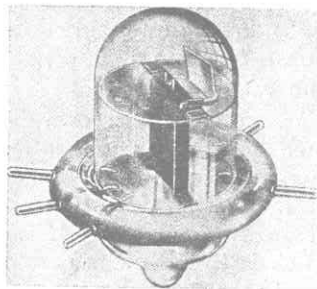


Fig. 64

Le valvole a ghianda evidentemente non sono valvole di potenza, esse si prestano a produrre oscillazioni di piccola lunghezza d'onda con gli stessi circuiti che si impiegano comunemente per gli oscillatori.

Infine, altre perdite possono essere causate da assorbimento di energia fra induttanze.

Anche una impedenza può, se accoppiata ad una induttanza percorsa da AF , comportarsi come un avvolgimento secondario sottraendo energia o producendo fenomeni di reazione parassitari.

Le perdite dovute al dielettrico avvengono anche negli isolanti delle valvole termoioniche sottoposti all'alta frequenza. Rispondono perciò assai bene allo scopo nella trasmissione le valvole a corna nelle quali la capacità fra gli elettrodi è ridotta al minimo.

Quando si debbano utilizzare valvole comuni per esperimenti con onde molto corte, sarà bene togliere alle valvole stesse lo zoccolo collegando direttamente ai fili degli elettrodi.

VALVOLE SPECIALI PER O.U.C. DI USO PIU' COMUNE VALVOLE A "GHIANDA",

Tipo 954

Pentodo per AF per ricevitori OUC ad accensione indiretta.

Connessioni ved. fig. 65 A

$$V_f = 63 \text{ V}$$

$$I_f = 0,15 \text{ A}$$

Come amplificatore ad AF

$$V_a = 250 \text{ V}$$

$$V_s = 100 \text{ V}$$

$$V_g = -3 \text{ V}$$

$$I_a = 2 \text{ mA}$$

$$I_s = 0,7 \text{ mA}$$

$$R_i = >1,5 \text{ M}\Omega$$

$$S = 1400 \text{ }\mu\text{A/V}$$

$$\mu = >2000$$

Come rivelatore per caratt. di placca.

$$V_a = 250 \text{ V}$$

$$V_g = -6 \text{ V}$$

$$V_s = 100 \text{ V}$$

La corrente anodica deve essere regolata in modo da essere 0,1 mA in assenza di segnale.

Tipo 956

Pentodo ampl. ad AF per ricevitori OUC a pendenza variabile ed acc. indiretta

Connessioni ved. fig. 65 A

$$V_f = 63 \text{ V}$$

$$I_f = 0,15 \text{ A}$$

Come amplificatore di AF

$$V_a = 250 \text{ V}$$

$$V_s = 100 \text{ V}$$

$$V_g = -3 \text{ V}$$

Tipo 955

Triodo rivelatore amplificatore ad accensione indiretta.

Connessioni ved. fig. 65 B

$$V_f = 63 \text{ V}$$

$$I_f = 0,16 \text{ A}$$

Come amplificatore in classe A

$$V_a = 180 \text{ V}$$

$$V_g = -5 \text{ V}$$

$$I_a = 4,5 \text{ mA}$$

$$R_i = 12500 \text{ }\Omega$$

$$S = 2000 \text{ }\mu\text{A/V}$$

$$\mu = 25$$

$$R_e = 20000 \text{ }\Omega$$

$$W_u = 0,135 \text{ W}$$

Come oscillatrice classe "C",

$$V_a = 180 \text{ V}$$

$$V_g = -35 \text{ V}$$

$$I_a = 7 \text{ mA}$$

$$I_g = 1,5 \text{ mA circa}$$

$$W_u = 0,5 \text{ W}$$

$$I_a = 5,5 \text{ mA}$$

$$I_s = 1,8 \text{ mA}$$

$$R_i = 800 \text{ }000 \text{ }\Omega$$

$$S = 1800 \text{ }\mu\text{A/V}$$

$$\mu = 1440$$

Come mescolatrice

(convertitrice)

$$V_a = 250 \text{ V}$$

$$V_s = 100 \text{ V}$$

$$V_g = -10 \text{ V}$$

Tensione (picco) fornita dall'oscillatore = 7 V minimo

Valvola 807 (HY 61)

Tetrodo ampl. ad AF per trasmissione

Connessioni ved. fig. 66

$V_j = 6.3 \text{ V}$

$I_j = 0.9 \text{ A}$

Tens. mass. di placca V 600

Tens. mass. di griglia schermo V 300.

Dissip. mass. anodica W 25

Dissip. mass. griglia schermo W 3,5

Capacità

griglia-catodo $11 \mu\mu$

griglia-placca $0.2 \mu\mu$

placca-catodo $7 \mu\mu$

Come amplificatore classe C

(per telegrafia) (per telefonia)

$V_a = 600 \text{ V}$ 475 V

$V_s = 250 \text{ V}$ 225 V

$V_g = -50 \text{ V}$ -50 V

$I_a = 100 \text{ mA}$ 83 mA

$I_s = 9 \text{ mA}$ 9 mA

$I_g = 3 \text{ mA}$ 2 mA

R di caduta sullo schermo =

= 39000Ω 25000Ω

$W_g = 0.22 \text{ w}$ 0.13 w

W_u (port) =

= 37.5 w 24 w

Come amplificatore classe B

$V_a = 600 \text{ V}$

$V_s = 250 \text{ V}$

$V_g = -25 \text{ V}$

$I_a = 62.6 \text{ mA}$

$I_s = 3 \text{ mA}$

$I_g = 0 \text{ mA}$

$W_g = 0.12 \text{ w}$

$W_u = 12.5 \text{ w}$

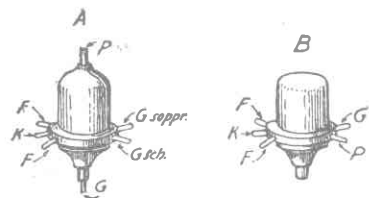


Fig. 65

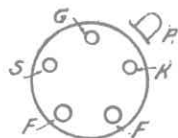


Fig. 66

24) OSCILLATORI PER ONDE ULTRACORTE «IL MAGNETRON»

Si è detto (§ 1) che gli elettroni in movimento producono campi magnetici circolari attorno a se stessi in un piano normale allo spostamento. È quindi naturale che quando detti elettroni

si spostano in un campo magnetico normalmente alle linee di forza di questo, subiscono delle deviazioni. La deviazione è tale da fare assumere agli elettroni delle traiettorie curvilinee tendenti ad avvolgersi attorno alle linee di forza più intense del campo magnetico.

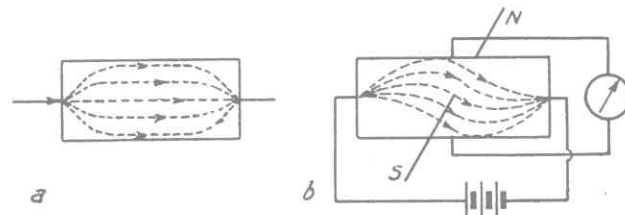


Fig. 67

Nei tubi a raggi catodici la cosa è ben nota e lo sfruttamento del principio è già in atto nei tubi di Braun a campi magnetici.

L'effetto Hall di facilissima sperimentazione (fig. 67), mostra appunto come una corrente elettrica che come si è detto al § 1 non è che corrente di elettroni in una lamina conduttrice devii dal normale percorso (a) quando su di essa agisca un campo magnetico intenso (b).

Non dovrà dunque stupire che in una valvola termoionica avvenga lo stesso fenomeno. Infatti quando in un diodo a placca cilindrica si faccia agire un intenso campo magnetico diretto parallelamente al filamento ed attraversante longitudinalmente la placca, gli elettroni che dal filamento vanno alla placca deviano dalla retta e giungono alla placca dopo un lungo percorso a spirale (fig. 68). Vi è poi un valore «critico» del campo magnetico per il quale la intensità di corrente anodica subisce un brusco abbassamento sino a quasi annullarsi. Il valore del campo è dato da:

$$H = \frac{6.72}{r} \sqrt{V} \quad (\text{Hull})$$

dove H è l'intensità del campo; V è la tensione anodica; r è il raggio dell'anodo.

La fig. 69 mostra l'andamento del fenomeno il quale è da attribuirsi al fatto che la traiettoria degli elettroni è divenuta

circolare per cui questi sfiorano la superficie interna della placca senza però lasciarsi catturare da questa. Gli elettroni circolanti in tal modo su orbite circolari produrranno una forte carica spa-

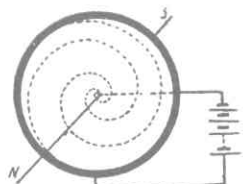


Fig. 68

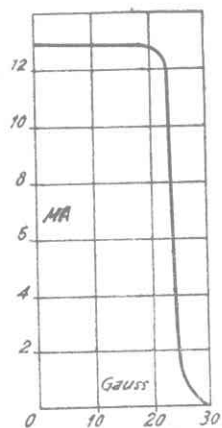


Fig. 69

ziale (repulsione sugli elettroni emessi dal filamento) bloccando quindi l'emissione di nuovi elettroni dal filamento e con essi la corrente anodica.

Dalla formula è anche evidente che se vi è un valore critico di H per un dato valore di V , vi sarà anche per un dato valore di H un valore critico di V . In altri termini, dato un campo di intensità H esiste un valore della tensione anodica per cui si verifica che una piccola diminuzione di tensione provoca una violenta diminuzione di intensità tanto da quasi annullarla, mentre un piccolo aumento della stessa provoca un aumento della intensità fino al suo valore massimo.

La tensione anodica critica si può calcolare dalla formula precedente ed è:

$$V = \frac{H^2 r^2}{45,16}$$

Intorno a questo valore critico del potenziale, il rapporto fra variazione di potenziale e variazione di Intensità $\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ assume

un valore minimo, cioè la resistenza interna decresce di colpo.

Il «Magnetron» può essere utilizzato per la produzione di oscillazioni *e. m.* ad alta frequenza nel seguente modo:

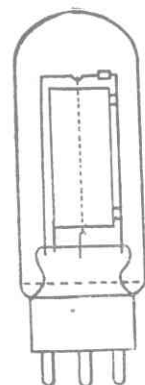


Fig. 70

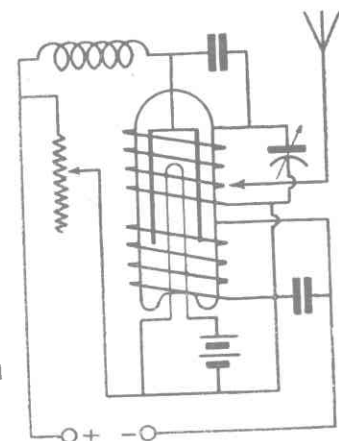


Fig. 71

Si introduca il diodo fig. 70 entro l'avvolgimento di campo L_1 che dovrà avere nel suo interno lo spazio per contenerlo. Si disponga poi tutto in circuito come indica la fig. 71 dove j è una impedenza per AF , L_2 e C_2 induttanza e condensatore di un circuito oscillatorio, C_3 è un condensatore di fuga di forte capacità.

Quando si raggiunge la condizione di equilibrio fra V_a e H , ogni piccola variazione di H (vedi fig. 69) provocherà una forte variazione di I_a per cui questa potrà a sua volta influire fortemente a modificare il valore di H .

L'avvolgimento L_1 provvede a mantenere il campo al suo valore critico, la L_2 invece ha la funzione di determinare delle variazioni del campo magnetico ad AF sommando e sottraendo ad ogni semiperiodo il valore del proprio campo ad AF a quello continuo di L_1 .

Questo tipo di «magnetron» non è però adatto per onde corte per due ragioni: 1) perchè l'anodo cilindrico dissipa energia per la formazione di correnti indotte in esso; 2) perchè essendo accoppiati i due avvolgimenti di AF e di campo, il secondo assorbe dal primo energia ad AF .

25) IL MAGNETRON PER O.C.

In questi ultimi tempi, il tubo «Magnetron» ha trovato una vasta ed appropriata applicazione nei generatori di oscillazioni ad altissima frequenza (oltre i 100 megacicli) ossia alle onde cortissime inferiori ai 3 metri.

I metodi però secondo i quali esso viene fatto funzionare a tali frequenze sono del tutto diversi da quelli che abbiamo visto in precedenza.

Anzitutto qui non è più il campo magnetico che variando di valore determina variazioni della intensità anodica, ma è ad opera degli stessi elettroni che si producono le variazioni ad alta frequenza del potenziale anodico.

Quanto poi al modo di fare funzionare il magnetron per la produzione d'onde ultracorte, si conoscono tre sistemi diversi che passeremo ora brevemente in rassegna.

Un primo sistema consiste nel far produrre al tubo delle oscillazioni la cui lunghezza d'onda è strettamente connessa alla distanza fra filamento e anodo, con un sistema che ha molte analogie con quello usato per la produzione d'onde $U.C.$ negli oscillatori del tipo Barkausen-Kurz.

Un secondo sistema sfrutta invece le deformazioni del campo elettrostatico dovuto a due anodi (semicilindrici) fra i quali si trovi un circuito oscillante eccitato. In questo caso l'oscillazione prodotta dipende non dalle distanze interelettrodiche ma dalle costanti del circuito oscillante.

Il terzo sistema infine consiste nel far assumere agli elettroni che partono dal filamento un moto rotatorio attorno a questo, combinato con le variazioni del potenziale degli anodi, per cui, passando in prossimità di questi, gli elettroni possono indurre variazioni di potenziale in essi la cui frequenza è in relazione alla

velocità degli elettroni stessi ed alla distanza degli anodi dal filamento.

Vediamo ora in modo più particolareggiato, il funzionamento del «Magnetron» nei tre casi.

1. - Il tubo impiegato può essere un diodo a placca cilindrica sottoposto ad un forte campo magnetico coassiale. Quando il campo magnetico raggiunge un dato valore, gli elettroni, dopo essere usciti dal catodo o dal filamento, ed essersi avvicinati seguendo una linea curva alla superficie dell'anodo, la sfiorano e, sotto l'azione della forza viva acquistata e del campo magnetico, tornano ad avvicinarsi al filamento stesso descrivendo in tale modo una orbita circolare (fig. 72).



Fig. 72

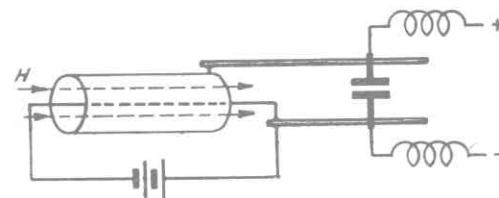


Fig. 73

Avviene dunque che un elettrone, partito in un determinato istante dal catodo, vi ritorna dopo aver percorso due volte secondo curve semicircolari la distanza catodo-anodo.

Siccome il tempo impiegato dagli elettroni nel tratto catodo-anodo è:

$$T = \frac{\pi m}{e Hc}$$

dove m è la massa dell'elettrone, e la sua carica ed Hc l'intensità del campo critico, l'elettrone tornerà al catodo dopo un tempo doppio.

Essendo noto che $\frac{e}{m} = 1,77 \cdot 10^7$, avremo:

$$T = \frac{\pi 10^{-7}}{1,77 Hc} = \frac{1,77 \cdot 10^{-7}}{Hc}$$

Supponiamo ora che i due elettrodi del « magnetron » siano connessi ai capi d'un circuito oscillatorio accordato su di una frequenza pari a:

$$f = \frac{1}{2T} \quad (\text{fig. 73})$$

e che in un determinato istante partano dal catodo gli elettroni. Questi, dopo un tempo pari a $2T$, per quanto abbiamo visto, torneranno al catodo creando una fortissima carica spaziale attorno ad esso ed impedendo così agli altri elettroni d'uscire dal catodo stesso.

In altri termini, dopo un tempo $2T$, la corrente anodica sarà bloccata.

Essendo interrotta la corrente nel tratto catodo-anodo si, avrà un improvviso aumento della tensione fra i due elettrodi (per effetto della impedenza ad AF del circuito anodico) che prevalendo sulla azione del campo magnetico ristabilirà la corrente suscitando una improvvisa emissione di elettroni dal catodo.

Dopo un tempo $2T$, gli elettroni così emessi torneranno al catodo bloccando l'emissione e così via.

La frequenza prodotta sarà dunque:

$$f = \frac{1}{2T} \quad \text{e la lunghezza d'onda:}$$

$\lambda = vT$ (ossia, essendo nota la velocità v delle oscillazioni *e. m.* nello spazio):

$$\lambda = \frac{10650}{Hc}$$

Il rendimento di questo oscillatore (dovuto a Zacek nel 1923) è però assai basso e la frequenza prodotta strettamente legata alle caratteristiche del tubo.

2. - Il rendimento dell'oscillatore Magnetron per onde *UC* aumenta notevolmente quando in luogo di usare un anodo unico a forma cilindrica se ne usano due semicilindrici (fig. 74).

In tale modo, i due anodi, che vengono collegati ai capi del circuito oscillatorio, costituiscono con il filamento due sezioni diodiiche di Magnetron funzionanti in opposizione e quindi sfruttanti le due semionde della corrente alternata.

Questo particolare tubo può essere messo in grado di produrre oscillazioni d'onda ultracorta di lunghezza non vincolata alle dimensioni degli elettrodi, ma dalle caratteristiche del circuito oscillatorio e di intensità notevolmente più rilevante di quella che si ottiene con i sistemi precedenti.

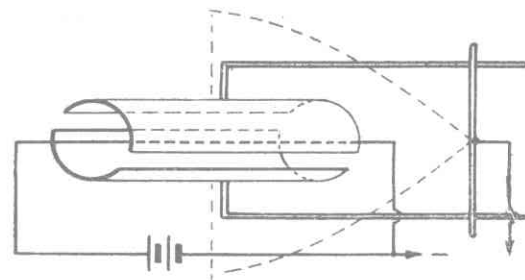


Fig. 74

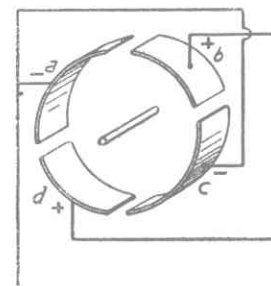


Fig. 75

Per ottenere questo risultato si deve portare l'intensità del campo magnetico oltre il valore critico o più precisamente verso il 3% di tale valore (sistema dovuto ad Habanh). In queste condizioni avviene che posto che uno degli anodi assuma un potenziale iniziale leggermente più positivo dell'altro si determina una affluenza di elettroni verso di esso. Questo aumento d'intensità in tale ramo produce un abbassamento della tensione dell'anodo e quindi un innalzamento della tensione dell'altro anodo (per l'effetto del circuito oscillatorio) che è a sua volta accompagnato da un aumento di corrente che provoca una diminuzione di potenziale in quel ramo e così via,

L'intensità del campo magnetico ha notevole influenza sul rendimento, rendendo più brevi e violenti gli impulsi di corrente. Aumentandolo però oltre un dato valore le oscillazioni divengono instabili e facilmente si verifica il disinnescamento.

3. - Un altro sistema per la produzione delle oscillazioni ad ultra frequenza con il Magnetron è quello detto a campo rotante,

La frequenza è qui ancora vincolata al tempo impiegato dagli elettroni nella loro traiettoria e alle dimensioni degli elettrodi. Tuttavia il rendimento è notevolmente maggiore di quello

conseguibile con i sistemi precedentemente citati fondati sul tempo di transito degli elettroni,

Per questo tipo di oscillatore si usano tubi a due anodi o a 4 anodi connessi a due a due fig 75 ai capi del circuito oscillatorio,

Posto che detto circuito oscillatorio sia eccitato, fra gli anodi adiacenti si formano differenze di potenziale che si invertono di segno ad ogni semiperiodo della oscillazione del circuito oscillatorio.

I campi elettrici risultanti da tali differenze di potenziale in un dato istante sono visibili in fig. 76

Quando gli elettroni uscenti dal filamento ed avvicinandosi agli anodi con moto curvilineo (risultante dalla positività degli anodi e dall'azione del campo magnetico assiale) incontrano le linee di forza dei campi elettrici dovuti alle d, d, p , esistenti fra gli anodi, allora essi possono venire deviati, a seconda della direzione delle dette linee e precisamente, il raggio della curva che esse descrivono può essere aumentato o diminuito a seconda che la direzione delle linee di forza del campo elettrico fra gli anodi è opposto o con corde con quella degli elettroni. Nel primo caso gli elettroni possono raggiungere una coppia di anodi, nel secondo caso essi tornano ad allontanarsi dagli anodi volgendo verso il catodo.

Siccome il flusso elettronico parte sempre dal catodo ed il campo magnetico agisce sempre nello stesso senso invertendosi invece ad ogni semiperiodo la direzione dei campi elettrici esistenti fra gli anodi ne consegue che il flusso elettronico andrà a colpire alternativamente ora un paio ora l'altro paio di anodi determinando un passaggio di corrente ora nell'uno ora nell'altro dei due rami del circuito oscillatorio mantenendo così l'oscillazione.

La frequenza dell'oscillazione prodotta è data dall'espressione:

$$f = \frac{k V a}{\pi r H}$$

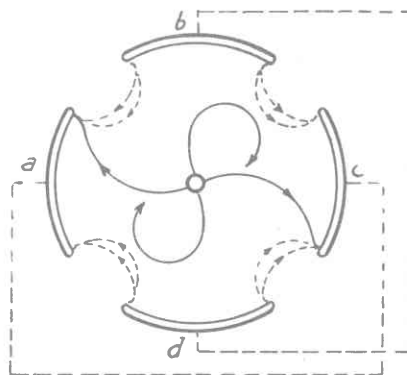


Fig. 76

dove k è il numero di paia di anodi, $V a$ la tensione anodica; r il raggio degli anodi e H l'intensità del campo magnetico,

Nei «Magnetron» sin qui considerati, gli elettroni uscenti dal filamento si spostano lungo orbite giacenti su piani perpendicolari all'asse ed ogni elettrone si sposta su di un unico e determinato piano.

Se il campo magnetico non agisce esattamente nella direzione dell'asse (ossia della lunghezza del filamento) ma forma con esso un certo angolo, allora gli elettroni descrivono una traiettoria spiraleiforme che non giace in un piano definito ma può spostarsi nel senso della lunghezza del filamento. Analogo effetto si ottiene mediante l'applicazione di due placchette appropriatamente polarizzate in vicinanza alle estremità degli anodi essendo in tale modo gli elettroni sollecitati a spostarsi anche nel senso della lunghezza.

Sembra che facendo funzionare in tale modo i tubi si ottengano vantaggi, specialmente per la riduzione dell'effetto della carica spaziale dovuta agli elettroni di ritorno.

I tubi Magnetron di una certa potenza sono raffreddati mediante circolazione di acqua. Ciò si rende necessario anche perchè il tubo deve avere dimensioni esterne minime onde essere facilmente sottoposto all'azione del campo magnetico, d'ordinario notevolmente intenso.

Recentemente sono stati prodotti tubi di piccola potenza ed elevatissimo rendimento (4 a 5 watt per onde di 15 cm.), nei quali la lunghezza degli anodi, che sono in numero di parecchie paia, è pari ad $1/4$ della lunghezza d'onda che si produce e nei quali il circuito d'aereo è collegato induttivamente agli anodi stessi nell'interno del tubo. I dati che seguono riguardano un Magnetron funzionante nel modo 2):

Tensione filamento	4 V.
Intensità filamento	2,5 A.
Tensione placche	500 ÷ 1000 V.
Raggio Placche	mm. 2,5.
Corrente di saturazione	80 mA.
Campo magnetico	600 ÷ 800 Gauss.
Capacità fra gli anodi	2 pF.
per $\lambda = 10$ m.	potenza utile 50 W.
» » = 3	» » » 40 »
» » = 1	» » » 10 »

Alcuni modelli giungono a dare un rendimento del 50% con lunghezza d'onda di 85 cm.

L'aereo per tali generatori è sempre del tipo a tubo di rame lungo mezza onda (due rami da $1/4$), così, i circuiti oscillatori, o sono composti con induttanze per onde cortissime o addirittura da sbarre, analogamente a quanto si fa per gli oscillatori per onde U.C. del tipo Barkausen.

MODULAZIONE DEL «MAGNETRON»

La modulazione del «Magnetron» non è affatto cosa facile, sia per la necessità di conservare la simmetria delle semionde di modulazione, sia per non produrre il disinnescamento intermittente dell'oscillazione.

Ordinariamente, si modula sovrapponendo alla corrente continua che percorre gli avvolgimenti che producono il campo magnetico la corrente alternata di modulazione. Ciò si può ottenere, sia con un sistema di impedenze e capacità, sia dotando il nucleo magnetico di un secondo avvolgimento che si fa percorrere dalla corrente modulatrice che deve essere di adeguata potenza. La modulazione si può ottenere anche facendo variare il potenziale degli anodi, ma anche in questo caso si richiede una potenza di modulazione molto elevata e la modulazione stessa non è delle migliori. Si possono effettuare anche modulazioni miste applicando entrambi i sistemi contemporaneamente.

Un sistema che pare presenti notevoli vantaggi, consiste nell'interrompere intermittenemente il funzionamento del magnetron con una frequenza di interruzione ultraacustica.

In luogo di far variare l'ampiezza della oscillazione emessa dal magnetron, in questo caso, si diminuisce o si aumenta la durata degli istanti durante i quali si ha il suo funzionamento. Questo risultato si può ottenere facendo variare la tensione anodica del magnetron accoppiandone il circuito a quello anodico di una valvola amplificatrice la griglia della quale è pilotata a frequenza ultracustica assegnando a detta griglia una tensione di polarizzazione variabile a bassa frequenza.

Questo sistema di modulazione, pur permettendo di ottenere percentuali di modulazione molto elevate (sino al 100%) con di-

storsioni minime, abbassa però il rendimento dell'oscillatore del 50% circa.

Infine, buoni risultati si sono ottenuti modulando mediante assorbimento dell'oscillazione sul circuito di utilizzazione facendo uso a tale fine di due triodi o di un doppio triodo avente le placche connesse ai capi del circuito oscillatorio e le griglie in parallelo, pilotate dal segnale di *BF* dato dal microfono.

Esistono infine altri sistemi di modulazione che, per tale funzione, impiegano uno speciale elettrodo introdotto nel tubo magnetron stesso. Si tratta in altri termini di fare uso di una vera e propria griglia, introdotta fra gli anodi ed il catodo.

Questo sistema è applicato particolarmente ai tubi a due anodi e, per tali tubi, la detta griglia è costituita da due fili disposti parallelamente al catodo e precisamente fra ciascuna delle due fenditure e il catodo.

La funzione della griglia è quella di agire in modo variabile sulle deviazioni degli elettroni partenti dal catodo.

Tale modulazione viene effettuata specialmente su tubi che siano fatti oscillare sulla frequenza del circuito oscillatorio e non su quella determinata dalle dimensioni degli elettrodi (II modo). Applicandola invece a tubi funzionanti in altro modo, l'«optimum» di modulazione diviene strettamente legato alla frequenza di oscillazione e l'esito è quindi meno sicuro.

I tubi «magnetron» per onde corte generalmente hanno gli anodi comunicanti all'esterno attraverso due protuberanze del vetro del bulbo (dette *corni*). Tale disposizione varia però notevolmente per tubi di potenza con raffreddamento ad acqua.

26) OSCILLATORE BARKAUSER-KURZ

Un interessante oscillatore per onde U.C. è quello dovuto a Barkausen e Kurz che consiste in un triodo comune per onde corte che viene fatto lavorare con la griglia positiva e la placca negativa.

Il circuito si può ridurre semplicemente a quello della sola alimentazione del triodo (fig. 77), tenendo presente però che i

conduttori svolgono altre funzioni oltre a quella di trasportare le correnti di alimentazione.

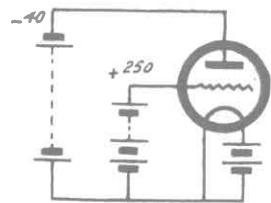


Fig. 77

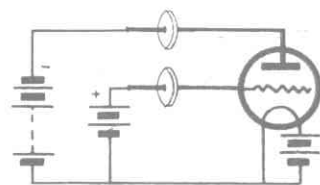


Fig. 78

Il Pierret ha modificato il circuito originale introducendo l'uso di capacità sui conduttori mediante dischi metallici scorrevoli che servono per favorire la formazione di onde stazionarie lungo questi (fig. 78).

Con questi accorgimenti si è raggiunta la lunghezza d'onda di 12 cm.

La ragione della formazione di oscillazioni a così alta frequenza si attribuisce al fatto che gli elettroni, dopo aver acquistata una alta velocità a causa della forza attrattiva esercitata su di essi dalla griglia (fig. 79) (1) sfuggendo in parte (2) attraverso le maglie di questa, vanno sino in prossimità della placca (3) senza però raggiungerla essendo questa negativa. A cagione della differenza di potenziale fra placca e griglia, gli elettroni sarebbero anzi successivamente sollecitati a tornare verso la griglia (4), ma, acquistando nuovamente una forte velocità, tornerebbero ad oltrepassare la griglia (4) approssimandosi al filamento ed accre-

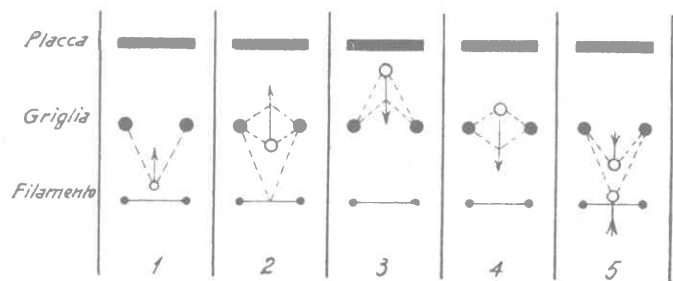


Fig. 79

scendo la carica spaziale (5) esistente intorno al filamento stesso ostacolando in tal modo l'emissione di elettroni.

Smaltita l'energia cinetica di questo primo gruppo di elettroni, si ristabilirebbe l'emissione e tornerebbe così a ripetersi il ciclo.

Il movimento oscillatorio di questi gruppi di elettroni indurrebbe sulla placca e sulla griglia delle cariche alternate la cui frequenza è vincolata alla velocità degli elettroni come risulta sperimentalmente.

La velocità degli elettroni è data da:

$$v = \sqrt{\frac{2eV}{m}} = \sqrt{V} \cdot \sqrt{\frac{2e}{m}}$$

e il tempo impiegato da questi da un elettrodo all'altro sarà:

$$t = \frac{d}{\sqrt{V} \sqrt{\frac{2e}{m}}}$$

dove d è la distanza fra la placca e filamento.

Il tempo per il compimento di un periodo completo sarà dato da $2t$, cioè il tempo necessario per l'andata e il ritorno degli elettroni, avremo perciò:

$$f = \frac{1}{2t} = \frac{\sqrt{V} \sqrt{\frac{2e}{m}}}{2d}, \text{ e quindi } \lambda = \frac{2 \times 3 \times 10^8 d}{\sqrt{V} \sqrt{\frac{2e}{m}}}$$

tenendo presente che $\frac{2e}{m} = 10,06 \times 10^{17}$ unità $e. s$ (CGS)

cioè, praticamente 10^{18} , e che l'unità $e. s$ di potenziale è 300 V, avremo:

$$\lambda = 2 \frac{3 \times 10^{10} d}{\sqrt{\frac{V}{300}} \sqrt{10^{18}}} = \frac{60 d}{\sqrt{\frac{V}{300}}} \text{ cioè}$$

$$\lambda = \frac{1038 d}{\sqrt{V}}$$

dove λ è espressa in cm., d è espresso in cm., e V è espresso in Volt.

Questo risultato concorda assai bene con quello ottenuto dal Barkausen espresso dalla formula

$$\lambda = 1000 \frac{d}{\sqrt{V}}$$

Possiamo dunque concludere che la lunghezza d'onda è direttamente proporzionale alla distanza fra gli elettrodi ed inversamente alla radice del potenziale fra la placca e la griglia.

Con onde di 18 cm. e riflettore metallico avente una superficie di paraboloide di rotazione, si sono realizzate buone comunicazioni attraverso alla Manica con 0,5 W. Per onde così corte si usano due semi-dipoli connessi rispettivamente alla placca e alla griglia, lunghi ognuno 1/4 della lunghezza d'onda. L'innesco delle oscillazioni si verifica con un miliamperometro inserito nel circuito anodico.

Un altro circuito dovuto allo stesso Pierret fa uso di impedenza sul circuito di placca. La fig. 80 mostra un emettitore per radiotelegrafia

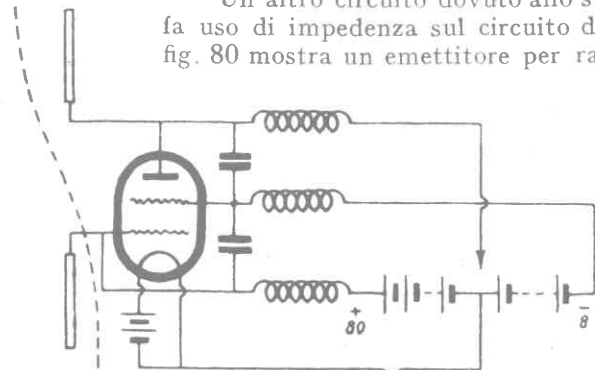


Fig. 81

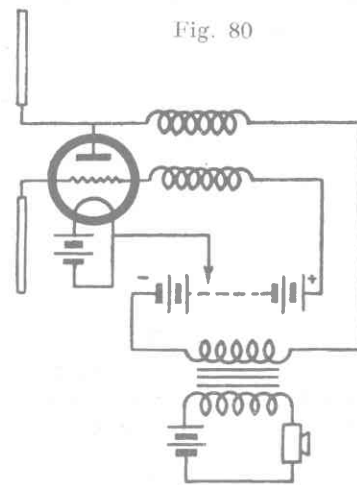


Fig. 80

sistema Barkausen-Kurz. Qualche vantaggio sembra che lo si ottenga applicando un tetrodo in luogo di un comune triodo (fig. 81).

Il circuito Barkausen, modificato, è pure impiegato per la rivelazione delle microonde, in questo caso la placca deve funzionare con una tensione negativa sufficiente a smorzare le oscillazioni (fig. 82) ed i due semi-dipoli sono connessi alla placca ed al filamento.

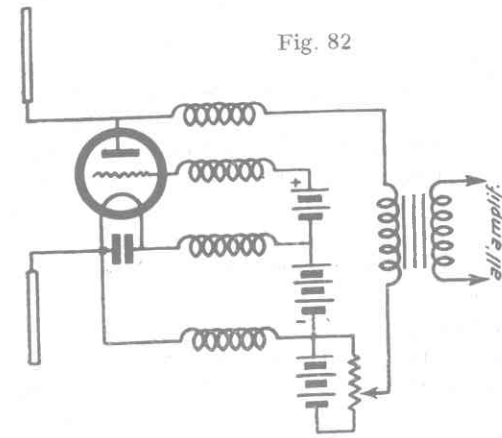


Fig. 82

Un altro rivelatore del genere è rappresentato in fig. 83 e funziona con tensione di placca leggermente negativa. La B. F. si ricava dalla griglia anziché dalla placca

Negli emettitori di questo sistema, la modulazione viene generalmente effettuata sul circuito di placca della valvola (fig. 80) e non richiede

potenze rilevanti di modulazione data la scarsità della corrente circolante nel circuito.

Secondo Sheibe vi sono notevoli vantaggi usando due valvole in parallelo (fig. 84) nel senso che la potenza può divenire 7 od 8 volte maggiore e l'innesco è molto più facile.

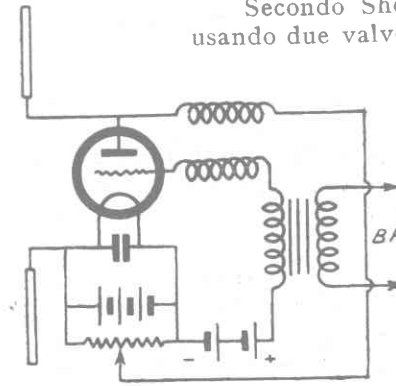


Fig. 83

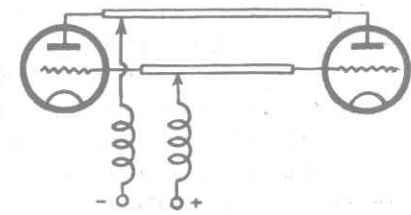


Fig. 84

Le oscillazioni d'onda così corta hanno un comportamento uguale a quello dei raggi luminosi e quindi la portata alla superficie della terra non supera quella ottica ed è condizionata all'assenza di ostacoli lungo il percorso. Queste caratteristiche potrebbero lasciar pensare ad una scarsa utilità pratica di tali onde se non che la loro attitudine a venire ostacolate e riflesse da ostacoli materiali, unita a quelle di attraversare le nebbie più dense e di non risentire differenze dal giorno alla notte, le rende preziose per la navigazione.

Infatti si sono costruiti sistemi atti ad emettere onde *U.C.* e a ricevere quelle dovute a riflessione ad opera di ostacoli, permettendo così di rilevarli nella nebbia e stabilire approssimativamente la loro distanza. Talune valvole per tale uso hanno il dipolo interno all'ampolla stessa.

È importante tenere presente che la ricezione delle onde *U.C.* avviene in modo asintonico non potendo provvedere i ricevitori di organi di sintonia.

Probabilmente potendo variare la sintonia del ricevitore i risultati sarebbero migliori. In pratica si cerca di ottenere la sintonia regolando opportunamente le tensioni e adottando per la ricezione valvole con caratteristiche simili a quelle usate per la emissione.

27) I CRISTALLI PIEZOELETTRICI PER IL PILOTAGGIO DEGLI OSCILLATORI

Abbiamo già detto (§ 23) che i dielettrici sottoposti a campi elettrici intensi (come avviene fra le armature dei condensatori) subiscono contrazioni nella direzione delle linee di forza e dilatazioni nelle direzioni normali a questa. Abbiamo anche fatto notare che tale fenomeno è dovuto alle azioni elettriche fra le molecole elettrizzate per influenza.

Il fenomeno avviene in misura diversa, per tutti i dielettrici e varia a seconda della struttura molecolare dei dielettrici stessi.

Il fenomeno assume un aspetto particolarissimo con i cristalli di quarzo, di tormalina (che ha anche la proprietà di polarizzare la luce) e di Sale di Rochelle. Nella radiotelegrafia viene di

solito impiegato il quarzo il quale, per le onde corte può essere sostituito con la tormalina.

Il comportamento elettrico del quarzo è stato notato per la prima volta dal Curie nel 1880 e consiste nella deformazione del cristallo quando venga sottoposto ad un campo elettrico (cosa prevedibile dopo quanto si è detto) e nella formazione di due cariche elettriche opposte su due determinate facce quando il cristallo sia sottoposto a pressione meccanica. Il fenomeno è detto « piezoelettrico » o della « piezoelettricità ».

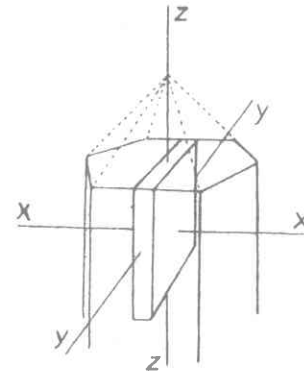


Fig. 85

Se si ritaglia da un cristallo di quarzo (fig. 85) parallelamente all'asse ottico *ZZ* una lastrina di spessore *l* (nella direzione dell'asse elettrico *XX*) e di larghezza *L* (secondo l'asse piezoelettrico *Y*) e di lunghezza *b* (secondo l'asse ottico *ZZ*), si notano facilmente i seguenti fenomeni.

1) Se si comprime la lastrina con una pressione esercitata sulle due facce principali, su queste si formano due cariche il cui valore complessivo è: $q = fk$ (fenomeno diretto longitudinale),

dove q è la quantità di elettricità in *ues* (CGS); f la forza in dyne ($1 \text{ dyne} = \frac{1}{981}$ di gr.); k è la costante piezoelettrica = $6,90 \times 10^{-8}$ unità (CGS).

Se la forza agente, in luogo di comprimere esercita una trazione, allora si deve porre ($-f$) in luogo di f ed il risultato ($-q$) va inteso come inversione delle cariche.

2) Se si esercita la pressione sulle due facce laterali della lastrina (pressione in direzione dell'asse piezoelettrico *Y*), sulle due facce principali si formano due cariche opposte di valore complessivo

$$q = kf \frac{L}{l} \text{ (fenomeno diretto trasversale).}$$

3) Infine se si applica fra le due facce principali una *d.d.p.* V , il cristallo si deforma nella direzione dell'asse elettrico XX e la deformazione è data da: $\Delta = k V$; contemporaneamente un'altra deformazione avviene nella direzione dell'asse Y ed ha, un valore:

$$\Delta_1 = -k \frac{L}{l}$$

Quando il cristallo, meccanicamente deformato, venga lasciato a sè, può dar luogo ad una serie di vibrazioni elastiche la cui frequenza dipende dalla densità e dalla elasticità del cristallo stesso.

Infatti, la velocità di propagazione di una deformazione elastica in un mezzo di modulo di elasticità e e di densità d è data da:

$$V = \sqrt{\frac{e}{d}} \quad \text{e per il quarzo:}$$

$$V = \sqrt{\frac{7,9 \times 10^{11}}{2,65}} = 545000$$

Tenendo presente che la distanza che deve percorrere l'onda di deformazione è quella che separa le due facce principali (l) e che questa deve essere percorsa due volte (andata e ritorno), avremo che in un secondo la deformazione si ripresenterà sulla

stessa faccia $\frac{V}{2l}$ volte. La frequenza delle oscillazioni elastiche sarà dunque:

$$f = \frac{V}{2l} = \frac{545000}{2l} = \frac{273000}{l} \text{ periodi.}$$

I risultati sperimentali, invece danno:

$$f = \frac{287000}{l} \text{ (Hund)}$$

e tale è appunto la frequenza che si deve assegnare al campo elettrico se si vuole che il cristallo assuma la massima ampiezza di vibrazione elastica con un minimo dispendio di energia.

Altre a questa frequenza principale se ne notano due altre che dipendono dalle dimensioni della lastrina. Così Harrison ha trovato che il quarzo ha delle vibrazioni per flessione, di lunghezza d'onda:

$$\lambda = 518 \frac{l^2}{b}$$

Solitamente, per lo sfruttamento della frequenza fondamentale del cristallo si monta questo fra due lastrine di metallo ben levigate e parallele adagiatesi con pressione leggera sulle due facce principali del cristallo e connesse a due terminali esterni (fig. 86).

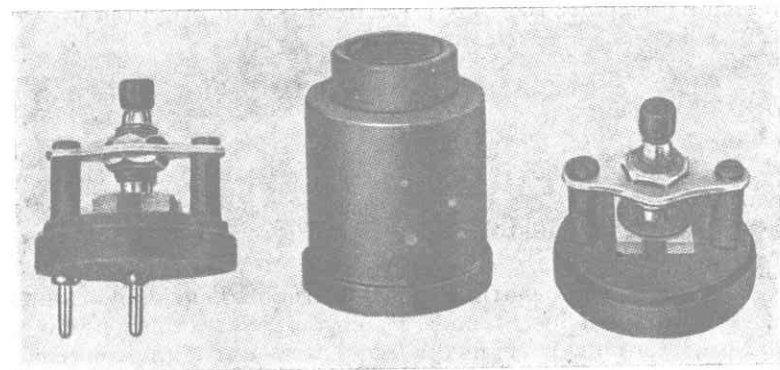


Fig. 86

Quando invece si vogliono sfruttare le oscillazioni di flessione, allora il quarzo deve essere usato sotto forma di un bastoncino e disposto fra i due elettrodi in modo che questo possa facilmente vibrare. Questo risonatore a quarzo è però adatto per frequenze poco elevate.

Una applicazione abbastanza originale del fenomeno piezoelettrico è quello dovuto alla scoperta di Giebe e Scheibe (1925) concernente l'apparizione di scariche luminose laterali (luminescenza) che si verificano ogni qualvolta l'asticina di quarzo vien fatta vibrare in un ambiente di gas rarefatto. L'asticina viene

racchiusa in un tubo di vetro contenente Neon a bassa pressione, il fenomeno luminoso si presenta con la massima intensità nei punti di massima vibrazione elastica ed ha intensità nulla nei punti nodali di vibrazione.

La striscia luminosa si indebolisce fino a scomparire quando la frequenza della oscillazione applicata si allontana dalla frequenza propria del cristallo. Il fenomeno luminoso è molto selettivo e permette determinazioni della frequenza con errori dell'ordine di 0,0001.

Un fenomeno degno di nota è quello scoperto dal Meissner, che avviene quando il cristallo sia fortemente eccitato dal campo elettrico e venga leggermente rimosso dalla sua posizione. Il cristallo allora si mette a ruotare accelerando sempre più sino ad essere proiettato fuori dagli elettrodi e sviluppando in prossimità della sua superficie un soffio d'aria (1).

APPLICAZIONI

Le proprietà piezoelettriche dei cristalli di quarzo vengono sfruttate in radio telefonia e telegrafia per mantenere costante la frequenza degli oscillatori e per eseguire misure precise di frequenza.

Il cristallo piezoelettrico è stato introdotto anche nel campo dei ricevitori con lo «Stenode Radiostadt» di Robinson che è una supereterodina la cui media frequenza è controllata con risonatore a quarzo. Il cristallo di quarzo ha la funzione di permettere il passaggio di una sola e ben determinata frequenza aumentando enormemente la selettività del ricevitore stesso.

28) PILOTAGGIO DEGLI OSCILLATORI

L'applicazione che più interessa per le *O.C.* è quella che riguarda il pilotaggio degli oscillatori negli apparecchi emittenti.

(1) Per un più particolareggiato studio sui cristalli piezoelettrici vedasi: Dott. Ing. M. Della Rocca «La piezo elettricità» Ed. Il Rostro.

Il circuito di fig. 87 rappresenta il tipo classico dell'oscillatore pilotato. Quando il circuito anodico *LC* è percorso da correnti ad *AF* atte a farlo entrare in risonanza, allora, per effetto della capacità placca-griglia, si trasferirà sulla griglia (§ 23) parte di questa energia oscillante che, non potendo raggiungere attraverso *j* il filamento, tenterà di raggiungerlo attraverso la capacità del risonatore. Si verrà perciò a formare fra i due elettrodi di questo un campo elettrostatico alternato, capace di far vibrare il quarzo. Quando la frequenza del circuito oscillante coincide con quella del cristallo, allora il sistema è in grado di generare oscillazioni.

La condizione necessaria perchè le oscillazioni abbiano luogo è che la corrente circolante nel circuito oscillatorio sia leggermente sfasata rispetto alla tensione (§ 6) ciò implica però che il circuito oscillatorio non sia in perfetta risonanza con la frequenza della corrente stessa (§ 8) ma sia sintonizzato su di una frequenza lievemente superiore cosicchè la reattanza di capacità sia maggiore della reattanza induttiva.

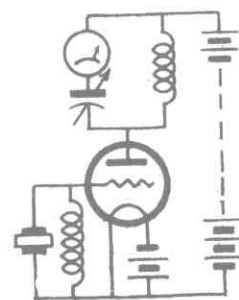


Fig. 87

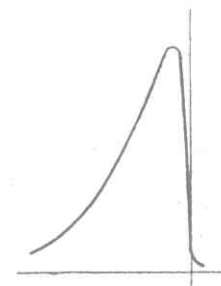


Fig. 88

Variando la capacità del condensatore dal suo valore minimo verso il massimo (facendo rientrare le lame mobili) si nota quanto segue:

Inizialmente il milliamperometro *A* (a coppia, per *AF*) si mantiene sullo zero; quando la frequenza del circuito oscillatorio si approssima a quella del cristallo, lo strumento comincia a deviare aumentando vieppiù rapidamente la deviazione; quando poi la risonanza del circuito oscillatorio è perfetta con la frequenza

della oscillazione dovuta al cristallo, allora l'indicazione del miliampèrometro cade improvvisamente a zero (fig. 88).

Questo comportamento è da attribuirsi al fatto che in tali condizioni il circuito oscillatorio si comporta come una resistenza ohmica (§ 8) e l'intensità è in fase con la tensione e che, aumentando ulteriormente la capacità, si sfasa in anticipo sulla tensione ed il carico anodico assume quindi natura capacitiva.

Quando invece il cristallo è inserito in parallelo ad un circuito oscillatorio l'andamento del fenomeno è indicato dalla figura 89.

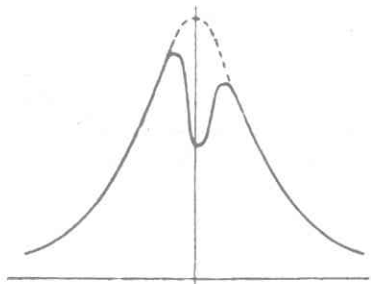


Fig. 89

Quando il cristallo si trovi a pilotare un oscillatore sul circuito di griglia (fig. 87) si tenga presente che il circuito oscillatorio anodico dovrà essere sintonizzato ad una frequenza leggermente maggiore a quella propria del cristallo. La frequenza dell'oscillatore sarà in ogni caso non quella del circuito oscillatorio ma quella del cristallo.

Per le onde corte, il cristallo è veramente utile data l'instabilità degli oscillatori a tali frequenze.

Si costruiscono cristalli per lunghezze d'onda di 14 m. e persino di 9 m. ma data l'estrema sottigliezza, la loro fragilità è grandissima.

Per il pilotaggio di frequenze ancora più alte si può ricorrere allo sfruttamento delle armoniche della frequenza emessa dall'oscillatore mediante i duplicatori termoionici di frequenza di cui parleremo più avanti.

Va anche notato che un oscillatore pilotato con cristallo presenta molte armoniche naturali che, facendo uso di una sufficiente amplificazione di *AF*, si possono sfruttare anche direttamente senza duplicatori.

L'uso di cristallo in emettitori costituiti da oscillatori connessi direttamente al circuito d'aereo è sconsigliabile, sia per la

produzione eccessiva di armoniche, sia per l'impossibilità da parte del cristallo di sopportare oscillazioni di potenziale elevato, particolarmente per le *O.C.* data l'estrema fragilità di cui si è detto.

Quando la potenza della oscillazione ad *O.G.* controllata supera i 5 *W* c'è da attendersi la rottura del cristallo.

Per le onde cortissime si comporta assai bene anche il cristallo di tormalina che può essere preparato anche per onde di 2 m.

Va tenuto presente che la temperatura ha una notevolissima influenza sui cristalli piezoelettrici e, qualora si esigesse dal cristallo una rigorosa costanza di frequenza, si renderebbe necessario di mantenere il cristallo stesso in un ambiente termostatico che può essere realizzato in una comune cassetta di rame da schermatura con opportune resistenze riscaldatrici regolate da un termometro (fig. 90). La cassetta va ermeticamente chiusa.

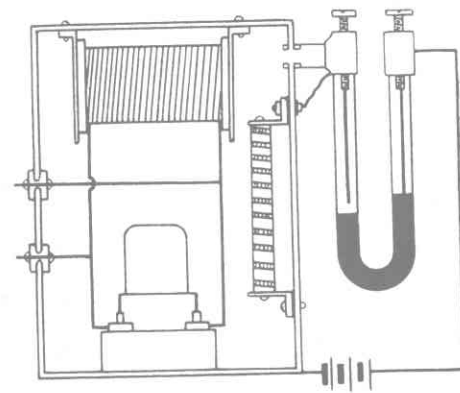


Fig. 90

29) LA POLARIZZAZIONE DELLE GRIGLIE

La polarizzazione delle griglie viene principalmente operata in due modi: mediante sorgenti esterne a potenziale costante oppure per autopolarizzazione.

In questo secondo caso il potenziale delle griglie non è costante ma è funzione della corrente anodica.

Negli emettitori il sistema più in uso è quest'ultimo ma il potenziale di griglia viene ricavato dalla corrente pulsante ad *AF* che si ha nel circuito di griglia quando su questo giunge una oscillazione di *AF*. In questo caso dunque la tensione di griglia

si forma a scapito della corrente oscillante ad *AF* ed è funzione dell'ampiezza di questa.

Nei vecchi ricevitori a *C.C.* la polarizzazione negativa delle griglie veniva operata mediante apposite batterie. Con la diffusione della alimentazione a *C.A.* si fu costretti ad abbandonare il sistema delle batterie e fu allora usato quello del partitore di potenziale (fig. 91). Il potenziale negativo, col sistema del partitore, non è rigorosamente costante, ma è entro certi limiti, dipendente dall'assorbimento anodico generale dell'apparecchio.

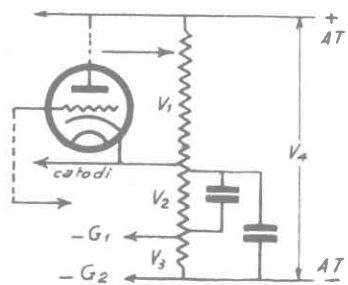


Fig. 91

Il tratto di resistenza compresa fra i catodi ed il negativo massimo della alimentazione (tratto a potenziale negativo) viene attraversato dalle correnti di catodo (che sono i proseguimenti delle rispettive correnti anodiche) delle singole valvole. E quindi evidente che attraverso a questo tratto di resistenza si potrebbero formare, oltre ai potenziali negativi, dei potenziali oscillanti ad *AF* e *BF*

che potrebbero facilmente raggiungere la griglia producendo fenomeni reattivi o di distorsione. Per questa ragione fra ogni presa ed il ritorno dei catodi sono disposti dei condensatori di sufficiente capacità che dovrebbero cortocircuitare le *d.d.p.* oscillanti che si vengono a formare nei tratti della resistenza.

Il sistema, essendo ingombrante e di non facile realizzazione è stato soppiantato da quello dell'autopolarizzazione. L'autopolarizzazione viene generalmente effettuata su ogni singola valvola.

Il dispositivo è visibile in fig. 92.

È evidente che l'oscillazione di *AF* o *BF* della griglia darà luogo ad una corrente anodica pulsante rispettivamente ad *AF* e *BF*, ciò significa che sarà anche pulsante la corrente del catodo o che quindi pulsante sarà anche la differenza di potenziale che si forma agli estremi della resistenza catodica, *d.d.p.* che è appunto quella che

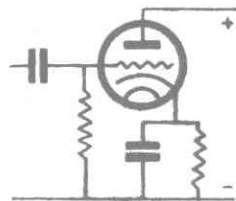


Fig. 92

serve a rendere positivo il catodo rispetto alla griglia (o negativa la griglia rispetto al catodo, che è la stessa cosa). Se dunque in parallelo alla resistenza non vi fossero condensatori, la griglia della valvola ad ogni aumento della intensità anodica aumenterebbe in proporzione la propria negatività ($\Delta Vg = \Delta Ia \cdot R$) facendo nello stesso tempo decrescere l'intensità anodica ($\Delta Ia = -\Delta Vg \cdot S$); insomma, la griglia ostacolerebbe con le variazioni del suo potenziale-base, l'amplificazione stessa della valvola.

I condensatori che figurano in parallelo alle resistenze catodiche hanno dunque la funzione di immagazzinare corrente durante le punte di tensione agli estremi delle resistenze e di restituirla quando tale tensione decresce.

È facilmente comprensibile che l'effetto voluto non è ottenibile che in parte. Va poi tenuto presente che la reattanza capac-

itiva è inversamente proporzionale alla frequenza ($Xc = \frac{1}{2\pi f C}$)

e che quindi l'effetto del condensatore è tanto più risentito quanto più alta è la frequenza alla quale la valvola amplifica.

Si dovranno dunque disporre condensatori di maggior capacità per le valvole amplificatrici di *BF* che per quelle di *AF*. Per le valvole di *AF* si dovranno usare dei condensatori a minima resistenza e quindi abolire l'uso di elettrolitici.

Si noti che la tensione di griglia, pur non risentendo delle brusche variazioni della intensità anodica, dipende pur sempre da questa ed è suscettibile di variare al variare lento e graduale di detta intensità, cosa questa che è a tutto vantaggio del sistema perchè costituisce una autoregolazione del potenziale di griglia al variare della corrente anodica.

La tensione di griglia in tale caso si forma a spese della sola corrente anodica di alimentazione ed il potenziale effettivo anodico Vp è dato dalla differenza fra il potenziale della sorgente (alimentatore) ed il potenziale-base negativo di griglia ($Va - Vg = Vp$).

STADI AMPLIFICATORI ED OSCILLATORI AD AF

Mentre gli amplificatori di *BF* vengono fatti funzionare generalmente in classe *A* (ossia senza corrente di griglia e con angolo di circolazione della corrente anodica di 360°) od in classe *B* quando si richiede un più elevato rendimento di potenza delle valvole finali (ossia con corrente di griglia e con angolo di circolazione della corrente anodica di 180°), gli amplificatori di potenza ad alta frequenza per i trasmettitori e gli stadi oscillatori, vengono fatti funzionare in classe *C*. Il funzionamento in classe *C*, non si presta assolutamente all'amplificazione di *BF*, ma consente di ottenere il rendimento di potenza più elevato da una valvola quando questa funziona da amplificatrice di *AF* o da oscillatrice.

Si può ritenere infatti che il rendimento anodico teorico che è del 50% per stadi in classe *A* e del 78,5% per stadi in classe *B*, sia del 90% circa per stadi in classe *C*.

In uno stadio in classe *C* vi è corrente di griglia e l'angolo di circolazione della corrente anodica è inferiore a 180° .

Per ottenere queste condizioni di funzionamento è necessario una forte polarizzazione negativa della griglia.

Dovendo funzionare lo stadio con corrente di griglia, per la polarizzazione ci si serve di questa utilizzando la caduta di tensione continua a cui essa dà luogo in una resistenza di valore appropriato.

La fig. 93 mostra chiaramente come venga prodotta la polarizzazione negativa con la corrente di griglia che si forma per rettificazione durante i picchi positivi.

Effetto analogo si otterrebbe disponendo la resistenza *R* in luogo che in parallelo a *C* direttamente fra la griglia e catodo.

La fig. 93 dà una idea del funzionamento dello stadio in classe *C*.

Come si vede, la tensione negativa è tale da portare la griglia oltre l'interdizione. L'ampiezza della oscillazione applicata alla griglia è maggiore della tensione di

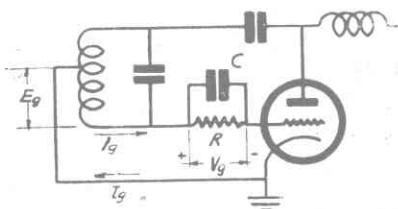


Fig. 93

polarizzazione; la griglia ha dunque degli istanti in cui è positiva rispetto al catodo e durante i quali scorre corrente di griglia.

Siccome la griglia è polarizzata dalla oscillazione rettificata, è importante tenere presente che *in assenza di oscillazione non vi è polarizzazione e quindi la corrente anodica aumenta mettendo in pericolo l'integrità della valvola.*

La corrente anodica di uno stadio in classe *C* (fig. 94) è costituita da una serie regolare di impulsi e non da una pulsante simile a quella che si riscontra nella classe *A* nè da semiperiodi di sinusoidi come si riscontra nella classe *B*.

Tali impulsi (la cui frequenza è ovviamente identica a quella della oscillazione applicata) possono durare anche per una piccola frazione del periodo ossia un angolo di circolazione molto limitato.

Nel circuito anodico dello stadio si trova il circuito oscillatorio, gli impulsi di corrente anodica che abbiamo considerati lo alimenta-

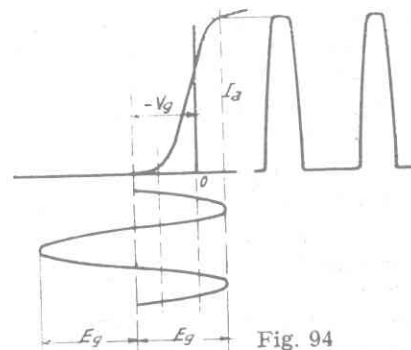


Fig. 94

no in modo del tutto simile a quello con cui gli impulsi dati dalla scarica del condensatore alimentano il circuito oscillatorio nel generatore a scintilla indicato in *a*) a pag. 44, con la sola differenza che in questo caso la somministrazione di energia viene fatta regolarmente ad ogni semiperiodo sotto forma di impulso.

Nello stadio in classe *C* il circuito oscillatorio ha dunque preminentemente la funzione di volano ed ha molta importanza che la sua resistenza dinamica (v. pag. 35) sia appropriata alla resistenza interna della valvola. In generale essa dovrebbe essere metà della resistenza interna ma data la difficoltà di definire quest'ultima è preferibile attenersi ad altri criteri per la progettazione del circuito oscillatorio (v. pag. 149). Gli accoppiamenti andrebbero generalmente regolati in modo che il fattore di merito (*Q*) del circuito oscillatorio si mantenga intorno a 10-12.

Quanto alla definizione del valore più appropriato della resistenza di griglia, giova notare che dal valore di questa dipende

principalmente quella dell'angolo di circolazione della corrente anodica (ossia la larghezza degli impulsi).

Più alto è il valore di resistenza, più forte è la polarizzazione e minore è l'angolo di circolazione (ossia l'impulso diventa più stretto).

Il criterio più sicuro è indubbiamente quello sperimentale che consiste nel valutare il rendimento dello stadio e regolare la predetta resistenza fino all'ottenimento dell'optimum di rendimento. Si può a tale fine procedere nel modo seguente.

Si inserisce nel circuito anodico un milliamperometro ed in serie alla resistenza di griglia anche uno strumento che sarà microamperometro o milliamperometro a seconda della potenza e si farà variare il valore della resistenza di griglia.

Il valore della tensione di punta della oscillazione in griglia è dato approssimativamente dal prodotto della corrente di griglia per il valore della resistenza.

Quanto più alto è il rapporto fra la predetta tensione e la corrente anodica tanto più alto è il rendimento dello stadio.

Volendo, si possono fare vere e proprie misure di rendimento con i procedimenti indicati a pag. 183 e seg. « caricando » il circuito oscillatorio con un secondario contenente una resistenza antinduttiva di valore noto recante in serie un amperometro per alta frequenza. Ricordiamo che il rendimento è misurato dal rapporto fra la potenza della oscillazione ad alta frequenza e la potenza di alimentazione dello stadio, essa si aggira nei casi migliori intorno al 70-60% tenuto conto del rendimento anodico e delle perdite del circuito oscillatorio e dei circuiti annessi.

SCELTA DEL TIPO DI VALVOLA: TRIODO O PENTODO

In taluni casi la scelta del tipo di valvola è vincolata ad una particolare funzione che essa deve svolgere. Così, se la funzione è di separatrice o di moltiplicatrice di frequenza non vi è dubbio che la valvola più adatta è un pentodo od un tetrodo a fascio elettronico.

Se la valvola deve svolgere funzioni di oscillatrice non pilotata o di valvola finale amplificatrice di potenza ad *AF* o di modulatrice, essa può essere un triodo, nel secondo caso è necessaria la neutralizzazione.

Vi sono poi circuiti che richiedono senz'altro l'impiego di pentodi (circuiti Tri-tet circuiti « ECO » ecc.).

Per onde ultracorte sono da preferirsi i triodi perchè hanno distanze interelettrodiche minori e quindi tempi di transito degli elettroni più ridotti.

In generale, i pentodi si prestano laddove si richiedono notevoli rapporti di amplificazione. I pentodi presentano resistenza interna elevata e possono quindi funzionare con circuiti oscillatori ad alta impedenza dinamica e ad alto fattore di merito a tutto vantaggio della stabilità di frequenza e del rendimento, un altro vantaggio consiste nella più alta impedenza di ingresso (ossia di griglia) che in qualche caso è una caratteristica preziosa.

DEFINIZIONE PRATICA DELLE CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO D'USCITA AD *AF* DELLO STADIO IN CLASSE "C",

A pag. 136-141 abbiamo indicato sommariamente i criteri per la scelta del circuito oscillatorio di uscita d'uno stadio amplificatore in classe "C",

Un metodo più rapido è indubbiamente fornito con l'uso dell'abaco di fig. 95.

La capacità massima del condensatore di accordo è proporzionale alla lunghezza d'onda massima a cui giunge il circuito oscillatorio

Questo fatto consente di esprimere il valore ottimo di tale capacità in pF per metro di lunghezza d'onda

È evidente che, data la lunghezza d'onda (e quindi la frequenza) ed il valore di capacità che vi corrisponde, è automaticamente definito anche il valore di induttanza.

L'abaco di fig. 95 reca sull'asse delle ordinate (lato verticale) i valori del rapporto fra tensione continua di alimentazione espressa in Volt e corrente continua che circola nella valvola espressa in milliampere

Sull'asse delle ascisse (base) sono segnati i valori di capacità in $\mu\mu F$ per metro di lunghezza d'onda

Le varie linee oblique si riferiscono ciascuna ad un tipo di circuito (indicato in fig. 97) contrassegnato con la stessa lettera

L'uso dell'abaco è intuitivo. Noto il circuito si sceglierà la linea obliqua che vi corrisponde sull'abaco.

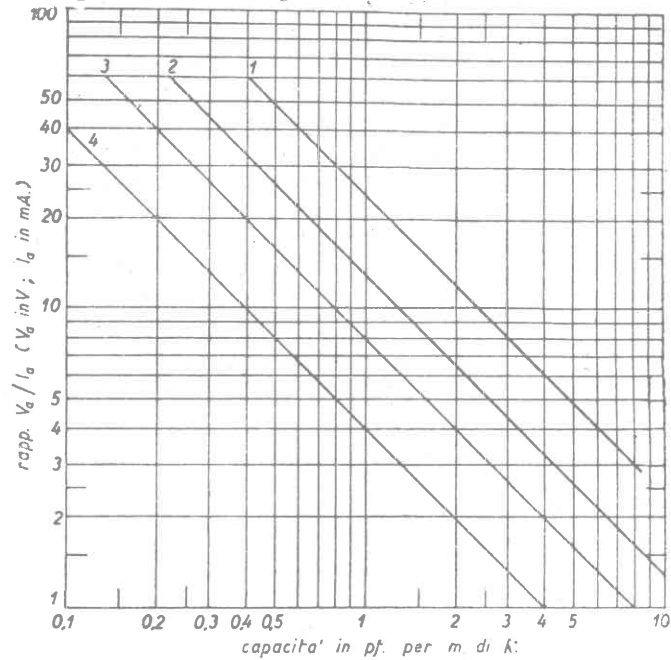


Fig. 95

Tracciando una linea orizzontale passante per il punto che corrisponde al rapporto fra tensione e corrente date, questa incontrerà l'obliqua in un punto dal quale, abbassando la perpendicolare si verrà a tagliare la base in corrispondenza al numero di ϕF per metro di lunghezza d'onda da assegnare al variabile per ciascuna sezione (se è doppio) od all'unica sezione se è semplice.

Nota la lunghezza d'onda massima da coprire col circuito oscillatorio basterà moltiplicare questa per il numero di ϕF per metro trovato per conoscere il valore massimo di capacità che dovrà avere il condensatore variabile.

Nota la frequenza ($f = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda}$) si potrà ricavare il valore da assegnare all'induttanza con la formula:

$$L = \frac{l}{(2 \pi f)^2 C}$$

TENSIONE AD AF AI CAPI DEL CIRCUITO OSCILLATORIO DI USCITA

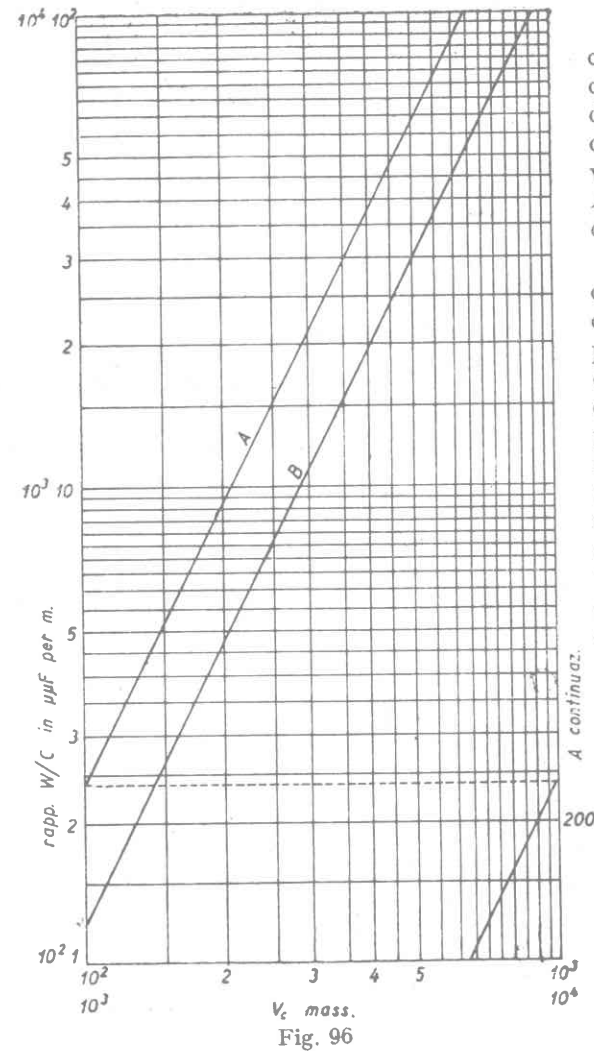


Fig. 96

L'abaco di fig. 96 costituisce un utile complemento del precedente perchè fornisce con estrema facilità il valore di tensione ad AF che si forma ai capi del circuito oscillatorio.

Stabilita con l'abaco precedente il valore ottimo di capacità in ϕF per metro di lunghezza d'onda e per sezione di condensatore e nota la potenza di alimentazione (che è data dal prodotto della tensione anodica e della corrente anodica circolante nella valvola) si dividerà la seconda per la prima e si ricaverà un rapporto.

Identificato sul lato verticale sinistro dell'abaco il punto corrispondente a tale rapporto, si tracci da tale punto una linea orizzontale che taglia l'obliqua in un punto la cui proiezione sulla base darà il valore di tensione cercato che è il valore massimo della portante

Se si tratta di un condensatore doppio ci si vale della obliqua *A*, e la tensione che si ottiene si riferisce ad uno solo dei due elementi. Se si tratta invece di condensatore semplice l'obliqua da utilizzare è la *B* ed il valore di tensione trovata è quella esistente ai suoi capi. Detto valore di tensione può raddoppiarsi quando lo stadio è modulato di placca al 100%.

30) CRITERI PER L'ADATTAMENTO DEL CIRCUITO OSCILLATORIO D'USCITA ALLA RESISTENZA INTERNA DELLA VALVOLA

Il metodo descritto per la progettazione del circuito oscillatorio riguarda l'applicazione diretta del circuito oscillatorio stesso nel circuito anodico della valvola o delle valvole finali.

I valori trovati non s'adattano ovviamente se il circuito oscillatorio viene inserito in circuito solo in parte mediante prese o se esso viene eccitato indirettamente a mezzo di accoppiamento magnetico da un primario.

In questi casi, va tenuto presente quanto è indicato a pag. 60 considerando, nel caso dell'esistenza di un primario ben strettamente accoppiato, le spire primarie come le n spire esistenti fra le due prese.

In taluni degli emettitori più avanti descritti il sistema di adattamento dei circuiti oscillatori è stato quello delle prese.

Nei casi in cui si voglia con un unico condensatore variabile coprire più di una banda, la capacità massima di questo non può servire di base per il calcolo dei vari circuiti oscillatori corrispondenti alle varie bande. Ci si deve allora limitare a verificare se il valore teorico di capacità ottima per quella data banda e quel dato tipo di valvola è contenuto fra la capacità massima del variabile e la sua residua tenendo presente che a costituire quest'ultima contribuisce in buona misura la capacità interelettrodica della valvola e le capacità dei collegamenti.

Quando in parallelo ad un circuito oscillatorio si trovi, direttamente o attraverso a capacità relativamente elevate, una bobina di arresto per *AF* si devono osservare le seguenti condizioni:

1° - L'induttanza offerta dalla bobina di arresto deve essere dell'ordine di 10 volte circa l'induttanza della bobina del circuito oscillatorio.

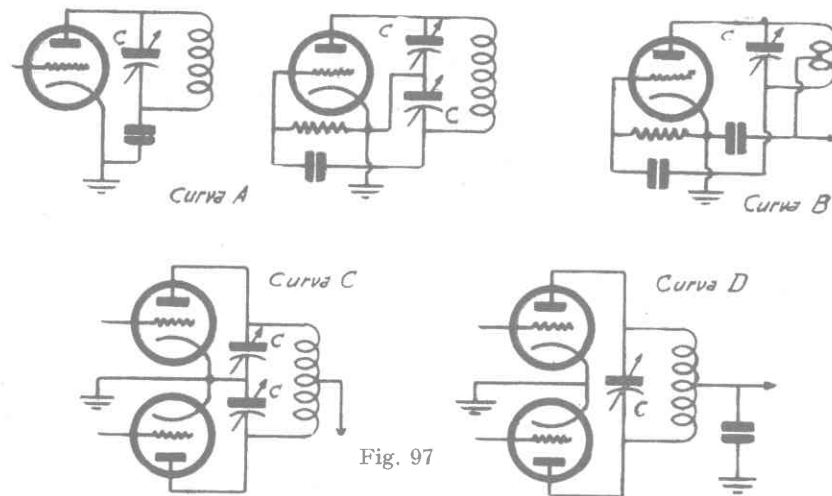


Fig. 97

2° - L'inserzione della bobina di arresto deve provocare una diminuzione (se pur leggera) della frequenza del circuito oscillatorio e non un aumento. Ciò significa che la bobina deve avere l'effetto di una piccola capacità ammettendo un minimo passaggio di corrente di *AF* in anticipo sulla tensione. La causa di questo comportamento va cercata nel rapporto fra induttanza e capacità distribuita della bobina di arresto.

30) CRITERI PER LA REALIZZAZIONE DEGLI STADI A.F.

Quando si vogliono realizzare emettitori radiotelefonici di potenza superiore ai 25 Watt, oppure emettitori radiotelegrafici di potenza pilotati col cristallo di quarzo, si rende sempre necessaria l'adozione di stadi di amplificazione ad *AF* di potenza da far seguire ai relativi oscillatori.

Si possono rendere indispensabili talvolta più stadi di amplificazione ed è allora necessario tener presente diversi fattori di massima importanza.

1) È necessario che le valvole di amplificazione siano di potenza progressivamente crescente, dalla valvola oscillatrice sino allo stadio finale d'aereo. Trascurando tale fattore si incorre nella saturazione di alcune valvole il che porta alla formazione di armoniche e alla riduzione dell'energia che giunge agli stadi finali. È anche necessario tener presente che la potenza delle valvole amplificatrici non va scelta a caso ma deve rispondere a determinate relazioni di reciproca dipendenza.

Bisogna anzitutto fissare quale è la potenza che si vuole dare alla stazione (watt-aereo), ciò fatto rimarrà già stabilita la potenza che si dovrà dare allo stadio finale.

Le case costruttrici danno generalmente per ogni valvola le caratteristiche seguenti:

a) *Tensione di saturazione.* - Che è la tensione continua da applicarsi fra il filamento e tutti gli altri elettrodi uniti insieme per avere la massima erogazione elettronica dal filamento (intensità di saturazione).

b) *Tensione di griglia di riposo.* - Che è la tensione da applicarsi alla griglia in condizioni normali di funzionamento.

c) *Corrente anodica di riposo.* - Che è il valore della intensità anodica in condizione normale di funzionamento.

d) *Coefficiente di amplificazione.* - Vedere § 11.

e) *Pendenza S.* - Vedere § 11.

f) *Resistenza interna.* - Vedere § 11.

g) *Capacità placca-filamento.*

h) *Capacità placca-griglia.*

i) *Capacità griglia-filamento.*

l) *Tensione di griglia-schermo normale.* - Che è la tensione che si deve dare allo schermo di un tetrodo per il suo funzionamento normale.

m) *Limite di funzionamento rispetto alla frequenza.*

n) *Potenza utile normale.* - Che è la potenza della corrente oscillante che si può ricavare dal circuito anodico di una valvola montata in un determinato modo e funzionante con tensioni, intensità e frequenze prescritte.

o) *Rendimento di conversione.* - Che è il rapporto fra l'energia della corrente ad *AF* erogata dalla valvola e quella della corrente continua assorbita all'alimentatore.

Fissata dunque la potenza utile normale, si dovrà stabilire quale metodo di polarizzazione si vuole adottare per le griglie. Se la polarizzazione si vuol fare per resistenza di griglia, la potenza (*W_u*) utile dello stadio che precede quello d'uscita (di cui si è ora parlato) deve essere pari alla somma delle potenze dissipate: nel circuito oscillatorio (*W_{co}*), nell'interno della valvola o delle valvole finali, nello spazio griglia-filamento (*W_g*) e nella resistenza esterna di griglia (*W_e*).

$$W_u = W_g + W_e + W_{co}$$

Quando invece la polarizzazione sia ottenuta per caduta di potenziale nella resistenza catodica, la potenza utile del penultimo stadio di amplificazione si riduce a: $W_u = W_{co}$.

In modo analogo si procederà per stabilire le potenze degli stadi che precedono il penultimo.

È in ogni caso opportuno tenere sempre una certa larghezza nelle potenze impiegate per gli stadi preamplificatori allo scopo di poter sfruttare interamente la potenza utile dello stadio finale, tanto più che è sempre possibile regolare a piacere l'entità della oscillazione applicata alla griglia della valvola del primo stadio.

Grandissima cura va posta nell'impedire i ritorni di corrente ad *AF* dagli stadi finali a quelli che seguono l'oscillatore. A questo fine il provvedimento più efficace è quello di montare l'intera stazione emittente, escluso il circuito oscillatorio d'uscita dell'ultimo stadio e quello d'aereo, in cassette di rame argentato ad ognuna delle quali corrisponde un singolo stadio (fig. 98). Tali cassette vanno connesse tutte fra di loro ed indi al filo « neutro » del circuito (solitamente il negativo della sorgente anodica che funge da ritorno generale) ed infine alla presa di terra.

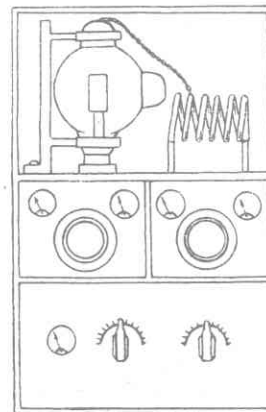


Fig. 98

Un altro accorgimento utilissimo è quello di separare le singole derivazioni per l'alimentazione delle placche con filtri ad impedenza-capacità (fig. 99), cosicchè non si possano trasferire correnti dagli stadi finali attraverso i circuiti anodici, sui primi stadi.

I provvedimenti indicati sono superflui quando si tratti di semplici oscillatori modulati connessi direttamente al circuito d'aereo, ma sono assolutamente indispensabili quando si abbiano degli stadi di amplificazione ad *AF*. I ritorni di corrente ad *AF* possono portare a fenomeni di reazione capaci di bloccare completamente il funzionamento di tutto il complesso emettitore.

Sempre al fine di impedire ritorni di correnti ad *AF* già amplificate su circuiti percorsi da correnti non ancora amplificate, si adottano per tali stadi dei montaggi a circuiti neutralizzati (fig. 100-101-102).

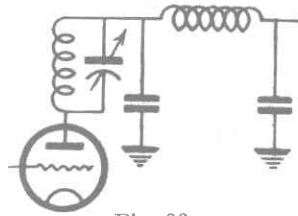


Fig. 99

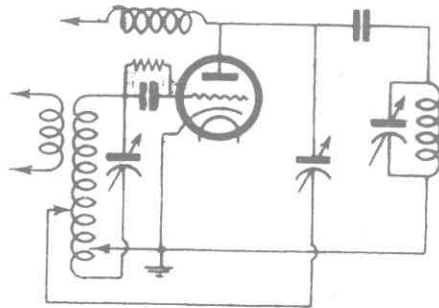


Fig. 100

Attualmente tali dispositivi sono stati soppressi con l'impiego di valvole schermate o meglio pentodi per *AF* ad elevata potenza che come è noto sopprimono mediante la griglia schermo la capa-

rità fra la griglia e la placca impedendo in tale modo ritorni di energia per influenza fra gli elettrodi.

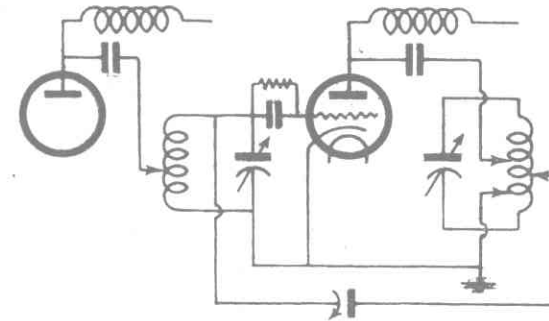


Fig. 101

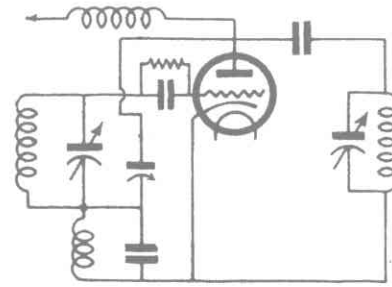


Fig. 102

STABILITÀ DI FREQUENZA

Una delle qualità che caratterizzano le migliori trasmissioni è la stabilità di frequenza dell'oscillazione emessa. Le cause che contribuiscono all'instabilità sono diverse, tuttavia sono bene identificate e quindi sono ovviabili.

L'instabilità di frequenza può dipendere fondamentalmente da variazioni di temperatura che agiscono sui dielettrici modificando i valori di capacità, o da variazioni di tensione (anodica

o di accensione) che facendo variare la «mutua conduttanza» della valvola (ossia la pendenza) modificano la «reattanza» di questa dovuta generalmente alla capacità interelettrodica e che è funzione di questa e della «mutua» della valvola stessa.

Per eliminare la prima causa di instabilità si ricorre ai condensatori di compensazione termica (che sono a dielettrico con coefficiente di temperatura negativo o positivo o comunque, variabile in senso inverso a quello del condensatore che si vuole correggere), che si dispongono in parallelo al condensatore di cui si vuole stabilizzare la capacità che viene all'uopo ridotto di capacità sino a formare col condensatore di compensazione la capacità voluta. Si deve fare attenzione anche agli isolanti usati quali supporti per il condensatore variabile di accordo, essi devono avere il minimo coefficiente di dilatazione possibile e le eventuali dilatazioni devono essere automaticamente compensate (come negli orologi a pendolo).

Per eliminare la seconda causa di instabilità si possono seguire due vie e meglio entrambe. La prima consiste nell'impedire che le tensioni varino e ciò si può ottenere con lampade stabilizzatrici al neon o con regolatori di corrente a filo caldo («ballast») sui filamenti. La seconda consiste nel sopprimere gli effetti della capacità interelettrodica neutralizzando la capacità stessa con i noti metodi di neutralizzazione e nell'evitare che nel circuito di reazione dell'oscillatore vi siano reattanze che possano sfasare le correnti.

L'adozione del quarzo per il pilotaggio dell'oscillatore, quando è possibile, riduce in forte misura tutte le summenzionate cause di instabilità.

L'adozione di circuiti oscillatori ad alto fattore di merito migliora la stabilità di frequenza.

STADIO FINALE

Lo stadio finale (quello cioè che precede il circuito d'aereo) va curato in modo particolare perchè le perdite che si verificano in tale stadio, dopo l'amplificazione, non sono più compensabili.

L'induttanza di placca e quella d'aereo dovranno essere tenute lontane dalle schermature metalliche dell'apparecchio ed

il loro avvolgimento sarà effettuato con filo di grande sezione, meglio con tubetto di rame argentato (in considerazione di quanto si è detto nel § 23) il cui diametro va scelto in rapporto alla potenza e alla frequenza dell'emettitore. Così procedendo si potrà abolire l'uso dei sostegni isolanti per l'induttanza.

Anche la scelta del condensatore variabile andrà fatta con criterio; questo dovrà avere un minimo di sostegni isolanti, placche di sufficiente spessore e ben distanziate perchè fra di esse non abbiano a formarsi scariche od effluvi. Il sistema di armature mobili dovrà fare un contatto ben stabile con il resto del circuito; sarà perciò necessario diffidare dei contatti a frizione ed il contatto dovrà essere realizzato con due spirali di bronzo fosforoso avvolte in sensi opposti (perchè non presentino induttanza). Per le *O.C.* la capacità di tali condensatori variabili si aggira fra i 50 e 100 $\mu\mu F$.

Gli eventuali condensatori fissi dovranno essere ad alto isolamento ed a minima resistenza interna. L'ideale sarebbe di disporre di condensatori fissi a dielettrico aria; non potendo, si useranno condensatori a dielettrico mica ecc. che andranno mantenuti in luoghi ben asciutti (p. es. scatole ben sigillate di bachelite od altro). Le placche di tali condensatori saranno preferibilmente di rame argentato, dovranno avere un sufficiente spessore e saranno ben levigate (per evitare effluvi).

I collegamenti andranno realizzati con tubetto di rame ed andranno in ogni caso saldati fra di loro e agli organi; i contatti a mezzo di viti di pressione sono sempre instabili e sono cause di continue perdite di energia.

È importante tener presente che la condizione necessaria per avere dallo stadio finale la potenza utile massima è che l'impedenza complessiva del circuito anodico esterno sia eguale a quella che la valvola presenta nel tratto placca-filamento a tale frequenza. Giova allo scopo valersi dei grafici e del procedimento di calcolo indicati a pag. 150.

Bisognerà dunque che, a tale scopo, il circuito d'aereo possa venire accoppiato nella giusta misura al circuito anodico esterno. Ciò si ottiene praticamente o con l'uso di accoppiatori variabili (variocouplers) o di prese scorrevoli lungo le spire dell'induttanza.

Nota che sia la resistenza R_t totale del circuito d'aereo, la potenza dissipata in tale circuito sarà $W_t = R_t I^2$ dove I è l'inten-

sità della corrente d'aereo. Tale potenza dovrà essere inferiore o al più pari a quella utile indicata dalla casa.

L'ampèrometro d'aereo dovrà essere tenuto disinserito, durante l'emissione, mediante un pulsante a buon contatto, particolarmente quando l'onda è corta e la potenza limitata, e ciò per abolire la dissipazione di energia nell'interno dello strumento.

Per le onde corte è molto adatto come stadio amplificatore di uscita quello a due valvole in opposizione (*push-pull*) funzionante in classe C (§ 11) il cui circuito è visibile in fig. 103.

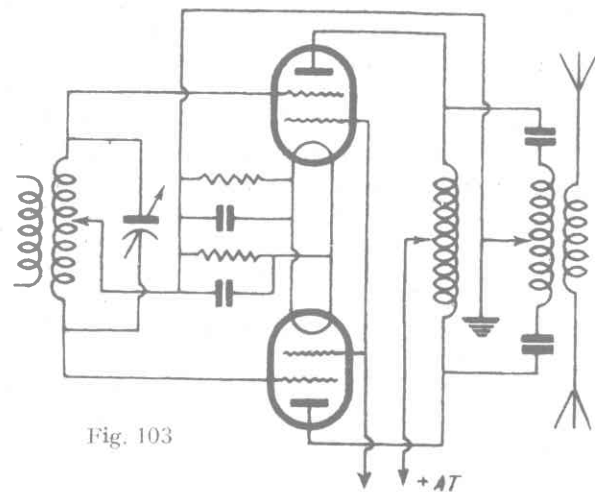


Fig. 103

A tale scopo possono essere vantaggiosamente impiegati due tetrodi di potenza (per emettitori) a corna per *O.C.*

DUPLICATORI TERMOIONICI DI FREQUENZA

Quando si vogliono realizzare emettitori ad onda molto corta, ma che nel contempo abbiano una sufficiente stabilità, garantita magari dal pilotaggio con cristallo di quarzo, si rende molto utile l'uso dei duplicatori di frequenza.

I duplicatori di frequenza che si usano per le alte frequenze e specialmente per le *O.C.*, non hanno nulla in comune con i dupli-

catori magnetici di cui si è fatto cenno al § 10, e sfruttano altri principi, poichè le perdite d'isteresi per correnti di Foucault ecc., nei nuclei magnetici di ferro assumono a tali frequenze valori così alti da rendere praticamente nullo il rendimento dei duplicatori magnetici.

I duplicatori per *O.C.* sono invece termoionici e sfruttano quindi i fenomeni di cui si è detto parlando delle valvole.

Sarà bene rinfrescare a tale punto le idee intorno ai citati fenomeni.

La curva di una valvola (fig. 104) presenta due ginocchi, l'uno (*a*) in corrispondenza del massimo valore positivo della griglia oltre il quale l'intensità anodica non aumenta più, l'altro (*b*) in corrispondenza del massimo valore negativo della griglia oltre il quale (procedendo in senso negativo) la intensità anodica non decresce ulteriormente.

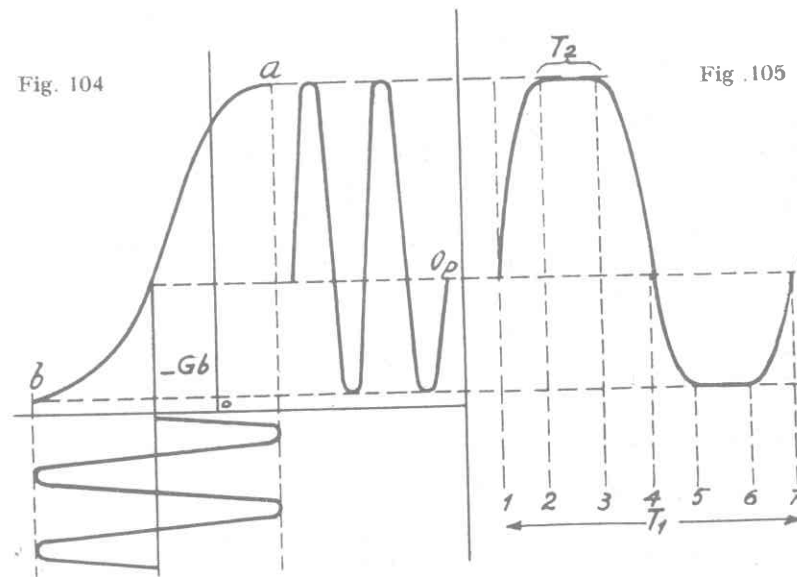


Fig. 104

Fig. 105

Se l'oscillazione applicata alla griglia (*Og*) assume tale ampiezza da oltrepassare i punti corrispondenti a tali due ginocchi

(malgrado il potenziale-base negativa), allora l'oscillazione ottenuta nel circuito di placca (Op) apparirà deformata e le estremità dei periodi non seguiranno la legge sinusoidale (§ 3) ma assumeranno approssimativamente la forma di trapezi isosceli. Se si considera ora la fig. 105 che rappresenta la stessa Op , vediamo che nel tratto 1-2 la intensità cresce rapidamente, poi si arresta per tutto il tratto 5-6 ecc.

Nel circuito anodico e quindi nell'induttanza d'uscita, la corrente assumerà dunque l'aspetto di una serie di impulsi periodici il cui periodo non corrisponde a quello della fondamentale (t_1) ma è molto più breve perchè corrisponde ai tempi delle sole variazioni (t_2).

Detti impulsi sono in grado di mettere e mantenere in oscillazione dei circuiti oscillatori di frequenza più alta della fondamentale. Tali frequenze dovranno essere però multiple della fondamentale poichè altrimenti gli impulsi stessi, giungendo ad ogni semiperiodo della fondamentale, verrebbero a cadere fuori fase con la frequenza in tal modo prodotta, fino a raggiungere sfasamenti di 180° , annullandone gli effetti per interferenza.

Inserendo dunque nel circuito anodico un circuito oscillatorio variabile, si riscontrerà che, partendo dai valori massimi di L e di C , si avrà una oscillazione d'ampiezza massima per valori corrispondenti alla risonanza con la frequenza del circuito di griglia (fondamentale). L'oscillazione cesserà per frequenze di risonanza diverse fino a crescere improvvisamente in corrispondenza di una frequenza doppia della fondamentale (2^a armonica) indi cesserà per riprendere ad una frequenza tripla della fondamentale (terza armonica) ecc. Si noterà anche che l'ampiezza di queste correnti armoniche è tanto minore quanto più le loro frequenze si allontanano dalla fondamentale.

Quando non si disponga nel circuito di griglia di una oscillazione sufficientemente ampia per produrre il fenomeno, si possono ottenere gli effetti voluti comunicando alla griglia una tensione tale da far funzionare la valvola in una zona della curva prossima ad uno dei due ginocchi (fig. 106). È preferibile allora che questa tensione sia negativa perchè così non si ha corrente di griglia (e quindi non dissipazione), perchè il ginocchio inferiore è più acuto e perchè in tal modo la corrente anodica assume un valore minimo a tutto vantaggio della valvola.

Quando si faccia funzionare la valvola per la produzione di armoniche sfruttando un solo ginocchio della curva, se si conosce l'ampiezza della corrente oscillante nel circuito anodico e la forma del periodo, si può ricavare il valore della 2^a armonica.

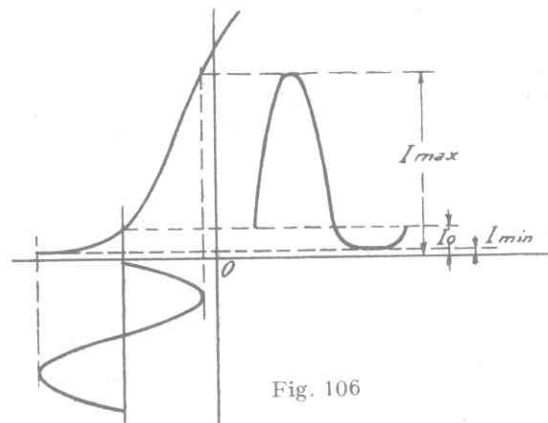


Fig. 106

Il valore dell'intensità della 2^a armonica è dato con approssimazione dal valore della dissimmetria fra i due semiperiodi della fondamentale nel circuito anodico.

Così, se l'intensità della corrente anodica varia da I_{min} a I_{max} mentre in condizioni di riposo (assenza di oscillazione) si ha una corrente anodica I_0 , la dissimmetria è data da:

$$d = I_{max} + I_{min} - 2I_0$$

e perciò tale sarà anche il valore approssimato della intensità della 2^a armonica. Particolarmente adatti alla produzione di armoniche sono i pentodi quando funzionano con griglia sufficientemente negativa.

Si potrà dunque realizzare facilmente un duplicatore di frequenza mediante una valvola con griglia molto negativa accoppiata ad un generatore di frequenza f , nel circuito anodico della quale sia inserito un circuito oscillatorio di frequenza $2f$.

Si può, sebbene con rendimenti progressivamente minori, sfruttare la terza, la quarta armonica, ecc.

Il rendimento di un pentodo duplicatore di frequenza è sempre notevolmente inferiore a quello che lo stesso pentodo potrebbe avere come amplificatore.

DUPLICATORI A DOPPIO DIODO (1)

Un'altra soluzione interessante del problema della duplicazione della frequenza è quella rappresentata dall'impiego a tale fine del doppio diodo. Il principio di funzionamento è il seguente:

Quando un doppio diodo venga montato in un circuito contro-fase per il raddrizzamento delle due semionde (fig. 107), dovendo ciascuna placca essere positiva rispetto al filamento perchè circoli corrente, avverrà che ad ogni semiperiodo, essendovi sempre una placca positiva, vi sarà anche un impulso di corrente nel circuito di ritorno connesso al filamento, fig. 108.

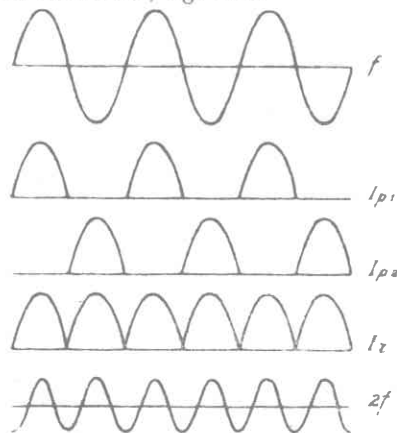


Fig. 108

La corrente pulsante così ottenuta, può benissimo ridiventare

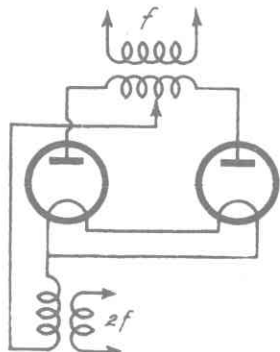


Fig. 107

Da questo fatto deriva come conseguenza immediata che se f è la frequenza della corrente applicata all'avvolgimento delle placche, essendo $2f$ il numero dei semi-periodi al sec., si avranno (in un sec.) $2f$ impulsi diretti nello stesso senso nel circuito di ritorno, in tale circuito si avrà dunque una pulsante di frequenza $2f$.

una corrente alternata (di frequenza doppia della fondamentale), se la si invia ad una trasformatore che, come è noto, trasmetterà al secondario solo la componente alternata della pulsante, mentre la componente continua si limiterà al solo circuito primario.

Se si vuole che la nuova corrente di frequenza $2f$ abbia addirittura un andamento sinusoidale, basterà farla entrare in un circuito oscillatorio di frequenza doppia della fondamentale.

Per il raddrizzamento si rende però necessario uno spreco di energia che assume proporzioni considerevoli, soprattutto quando le potenze in giuoco sono piccole, dovuto alla necessità di raggiungere con le placche un potenziale sufficiente a vincere l'effetto della « tensione di superficie » su gli elettroni del filamento e la « carica spaziale » (questa infatti è la ragione per la quale il grafico della intensità rispetto alla tensione in un diodo, comincia con un marcato ginocchio). Tale spreco di energia si può però eliminare interamente dando una piccola tensione-base positiva alle placche (fig. 110); in questo caso nel circuito di ritorno si avrà sempre, anche in condizione di riposo, una corrente continua alla quale si sovrapporranno gli impulsi dei semiperiodi provenienti

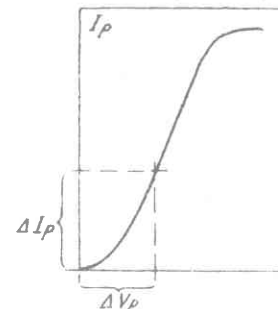


Fig. 109

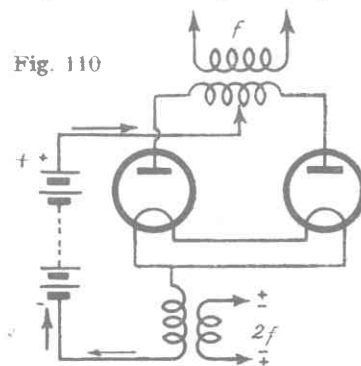


Fig. 110

dalle placche quando ad esse venga applicata l'oscillazione da duplicare.

È chiaro che in tale modo l'energia per l'estrazione degli elettroni verrà richiesta alla sorgente continua e non già alla

(1) — Vedasi nel N. 10 — Anno 1936 de *l'Antenna*: « Un nuovo duplicatore di frequenza » dello stesso autore.

corrente oscillante (vedi figg. 111 e 112).

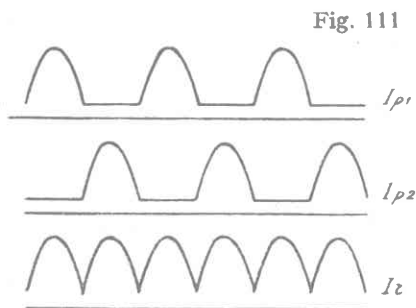


Fig. 111

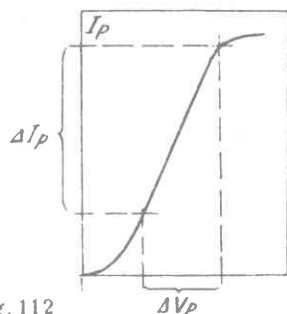


Fig. 112

Il doppio diodo duplicatore è anche un ottimo separatore fra i circuiti percorsi dalla frequenza fondamentale e quelli percorsi da frequenza doppia e ciò per la semplice ragione che, se è possibile una trasmissione di energia fra il primario del trasformatore di alimentazione degli anodi ed il ritorno del filamento, non è possibile tale trasmissione in senso inverso (fig. 113).

Infatti, se agli estremi della utilizzazione della corrente a frequenza doppia (che per semplicità è rappresentata da una resistenza) si forma una *j.e.m.* alternata, derivata o no da quella del circuito delle placche, questa darà luogo nei due rami esterni ad impulsi di corrente simultanei e diretti nel senso filamento-placche. Tali impulsi dovendo però percorrere il secondario del trasformatore di alimentazione per raggiungere le placche, ed essendo i due rami di questo avvolti in opposizione rispetto al punto di biforcazione, creeranno due campi magnetici uguali ed opposti che si elideranno a vicenda cosicché al primario di detto trasformatore non giungerà alcuna corrente. La potenza della corrente a frequenza raddoppiata ricavabile da un duplicatore a doppio diodo è data dalla potenza della oscillazione applicata W_p meno la parte di questa che viene dissipata nel diodo

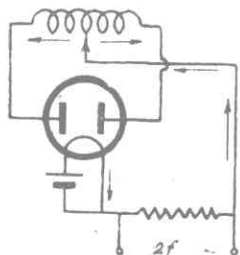


Fig. 113

La migliore e più pratica soluzione è quella rappresentata dal voltmetro a valvola che anche il dilettante può facilmente realizzare.

$$W_u = W_p - (\Delta I_p)^2 \cdot R_i \quad \text{dove:}$$

W_u = potenza utile della corrente a frequenza doppia; ΔI_p = variazione della intensità anodica di una placca; R_i = resistenza interna della valvola, corrispondente alla zona della curva nella quale viene fatta lavorare (posto che si comunichi il potenziale base positivo alle placche).

Date le caratteristiche dei diodi moderni a vuoto spinto e l'esigua capacità fra placca e filamento, con questo semplice sistema è possibile ottenere rendimenti assai elevati a frequenze molto alte. È necessario, per avere il rendimento massimo, che la corrente dei due rami di rettificazione sia identica perchè in caso contrario, si ha parte della fondamentale anche nel circuito della frequenza duplicata.

Gli amplificatori facenti uso di duplicatori di frequenza presentano su gli altri i vantaggi di una molto maggiore stabilità e di non entrare in autooscillazione per ritorni di corrente dagli stadi finali ai primi stadi e ciò per il fatto che questi funzionano a frequenze totalmente diverse da quelli.

È inoltre possibile con tali mezzi pilotare emettitori ad onda cortissima con cristalli di quarzo d'onda doppia o quadrupla di quella emessa.

31) MISURE

a) MISURE DI TENSIONE A C.C.

Per stabilire esattamente il valore delle tensioni da assegnare alle griglie e alle placche delle valvole termoioniche non basta un semplice strumento di misura (*Voltmetro*) ma si rende necessario che lo strumento impiegato presenti una resistenza interna infinita. Potrebbe servire allo scopo un voltmetro elettrostatico, ma si deve tener presente che la sensibilità di questo alle basse tensioni è scarissima.

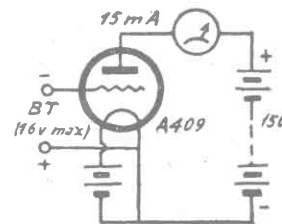


Fig. 114

La migliore e più pratica soluzione è quella rappresentata dal voltmetro a valvola che anche il dilettante può facilmente realizzare.

I voltmetri a valvola si realizzano in due modi diversi che si adattano rispettivamente per misure di bassa tensione e di alta tensione. Il primo sfrutta il principio della variazione della intensità di corrente anodica al variare della tensione negativa di griglia (fig. 114) che, come è già stato detto, avviene secondo la relazione:

$$\Delta I_a = \Delta V_g \cdot S$$

Il secondo sfrutta il principio inverso, cioè della variazione della intensità della corrente di griglia (griglia positiva) al variare della tensione negativa applicata alla placca (fig. 115) che segue una legge assai più complessa, intervenendo anche fenomeni di emissione secondaria (per cui la placca, più negativa della griglia in seguito al bombardamento elettronico emette a sua volta elettroni che vanno a cadere sulla griglia stessa).

I due strumenti possono essere riuniti in uno sfruttando una sola valvola, mediante un sistema di commutatori (fig. 116).

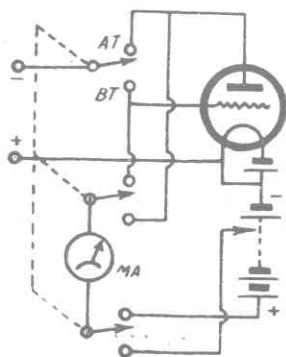


Fig. 116

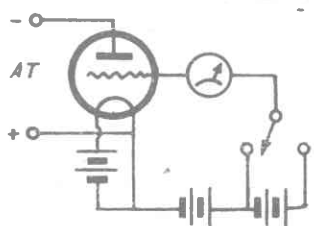


Fig. 115

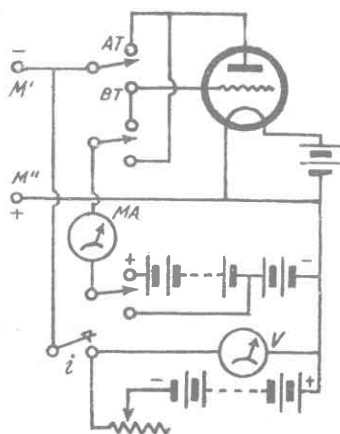


Fig. 117

È necessario mantenere sotto rigoroso controllo la tensione delle batterie supplementari il cui valore dovrà essere sempre uguale a quello che esse avevano durante la taratura dello strumento.

Quando si voglia eliminare tale difficoltà, è bene adottare il « voltmetro a confronto » della fig. 117 che non richiede neppure una taratura iniziale.

L'uso di questo strumento è assai semplice. Si applicano i due serratili M' e M'' agli estremi fra i quali si vuole misurare il potenziale e si ottiene una certa lettura al milliamperometro; si stacca poi lo strumento dai suddetti estremi e si chiude l'interruttore i , regolando la resistenza R fino ad ottenere nuovamente la stessa deviazione del milliamperometro. Il valore segnato in quell'istante dal voltmetro V è quello della tensione che si voleva misurare.

La variabilità delle tensioni fornite dalle batterie non ha alcuna influenza.

Il voltmetro V deve essere in grado di indicare tutti i valori delle tensioni che si vogliono misurare agli estremi M' e M'' . La resistenza R deve avere un valore di circa 20 volte quella interna del voltmetro suddetto. La tensione della batteria annessa a tale voltmetro deve essere in grado di portare l'indice dello strumento a fondo scala quando la resistenza sia esclusa.

Bisognerà fare attenzione alla scelta delle resistenze di cui si è parlato perchè, a seconda del voltmetro impiegato, varia la potenza in esse dissipata.

La taratura dei tre strumenti delle figg. 114, 115, 116, si fa inserendo gli strumenti stessi a sorgenti di tensioni note, scrivendo sullo strumento (milliamperometro) i valori di queste ad ogni indicazione.

b) MISURE DI TENSIONE a C.A.

Il procedimento più speditivo è rappresentato dall'impiego di un voltmetro per C.C. con rettificatori ad ossido di rame (figura 118) va però tenuto conto di quanto segue:

1) I rettificatori non possono essere connessi in modo diverso da quello indicato.

- 2) Lo strumento consuma energia.
 - 3) Qualunque resistenza addizionale andrà inserita esternamente al ponte dei rettificatori (mai in serie allo strumento).
 - 2) Il voltmetro dovrà essere tarato per confronto con un altro strumento a corrente alternata.
 - 5) Il campo di frequenza nel quale è possibile effettuare le misure è limitato e non rientra in quello delle radiofrequenze.
 - 6) Il voltmetro V impiegato deve essere un voltmetro per bassa tensione (massimo 6 V e ad alta resistenza (privo di resistenze addizionali).
 - 7) La tensione agli estremi del ponte non dovrà mai superare i 6-7 volt.
- Viceversa a T_2 e T_3 si potranno assegnare tensioni assai maggiori tenendo conto nel calcolo delle resistenze addizionali.

Il calcolo della resistenza addizionale si fa in base alla formula:

$$R_e = R_i \frac{V - v}{v}$$

dove R_e è la resistenza addizionale, R_i la resistenza offerta dallo strumento, V la tensione massima misurabile con la resistenza addizionale inserita, v è la tensione massima indicabile senza resistenza addizionale.

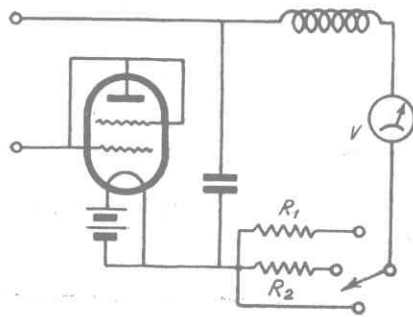


Fig. 119

c) MISURE DI TENSIONE AD AF

Uno strumento pratico e sensibile per AF è quello

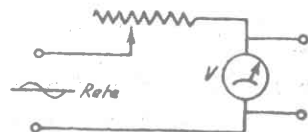


Fig. 120

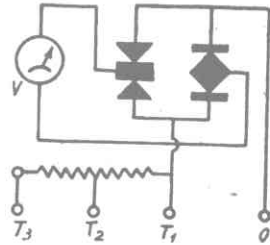


Fig. 118

rappresentato dalla fig. 119. La valvola impiegata è un tetrodo (bigriglia) con tutti gli elettrodi, escluso il filamento, in parallelo.

La funzione della valvola è di semplice rettificatrice. Il condensatore C è ad alta capacità ($0,5 \div 1 \mu F$) e a minima resistenza interna.

Lo strumento (voltmetro per C.C.) sarà ad alta resistenza interna e bassa tensione. Le letture si fanno col metodo di confronto, connettendo il sistema agli estremi del voltmetro di riferimento di fig. 120), alimentato dalla rete, regolando R fino ad ottenere la stessa lettura nello strumento a valvola.

L'impedenza j dello strumento è una comune impedenza per A.F. e le resistenze R_1 R_2 sono resistenze addizionali per il voltmetro.

Le misure effettuate in tale modo non sono però da considerarsi esattissime perchè hanno delle variazioni al variare della frequenza della oscillazione che si vuole misurare e perchè lo strumento stesso non ha una resistenza infinita e quindi dissipa energia.

Per misure di potenziali di correnti ad A.F. sono particolarmente consigliabili i due seguenti strumenti dell'Istituto E. e C. della R. Marina (G. Pession M *Misure radiotecniche*) che sostanzialmente non differiscono molto, anche per principio, da quelli descritti per la misura dei potenziali C.C.

1) Voltmetro a triodo con raddrizzamento per placca. - (figura 121). È uno strumento che sfrutta le caratteristiche rivelatrici

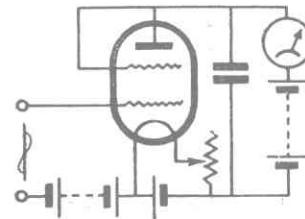


Fig. 121

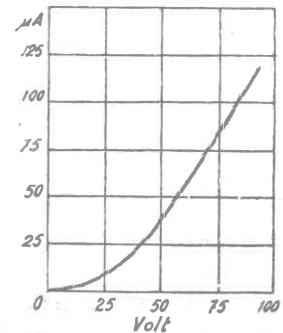


Fig. 122

(di potenza o per placca) della valvola. La valvola impiegata è una Radiotron U X 222 (bigriglia) o valvola analogica, che permette il funzionamento con tensioni anodiche ridottissime.

La taratura dello strumento si mantiene per lungo tempo entro il limite del 3%, purchè molta cura sia posta nella scelta delle batterie.

Lo strumento in serie nel circuito anodico è un microamperometro da $150 \mu A$ fondo scala. La taratura può essere effettuata con un procedimento analogo a quello descritto per lo strumento precedente: la fig. 122 riporta il grafico di taratura.

2) *Voltmetro a triodo invertito.* - (fig. 123). È realizzato con una valvola Philips A 435 (o valvola corrispondente) ed è adatto per misure di tensioni alternate comprese fra i 20 e gli 80 V (senza batteria di placca) e fino ai 150 V ed oltre, dando alla placca una tensione negativa di $-250 V$. La fig. 124 mostra la curva di taratura.

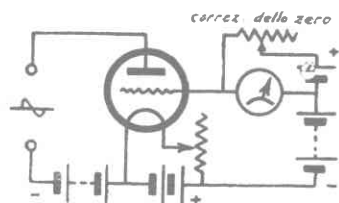


Fig. 123

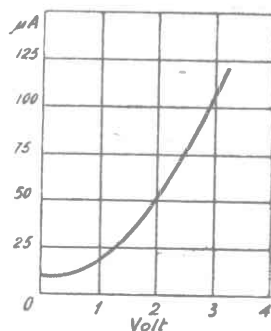


Fig. 124

I due strumenti, come quelli descritti in precedenza per la C.C. non assorbono energia e possono quindi dare indicazioni precise:

d) MISURE DI INTENSITA'

Non trattiamo delle misure dell'intensità a C.C. ed a C.A. a frequenze industriali perchè il lettore troverà altrove ampie de-

scrizioni in proposito e passiamo invece a trattare degli strumenti per C.A. ad A.F.

1) *Amperometro termico a filo caldo.* - Si basa sul principio della dilatazione dei corpi per effetto della temperatura.

È costituito da un filo conduttore sottile ma robusto (argentina e simili) che dilatandosi permette ad un filo di seta ad esso connesso, di scorrere, sotto l'effetto di trazione esercitato da una molla connessa all'altro estremo del filo di seta, su di una minuscola puleggia che aziona l'indice.

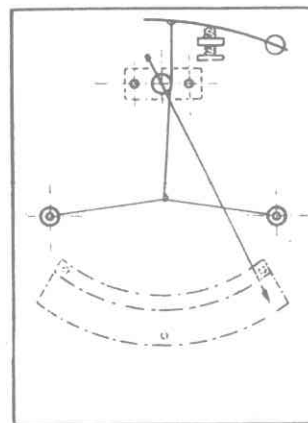


Fig. 125

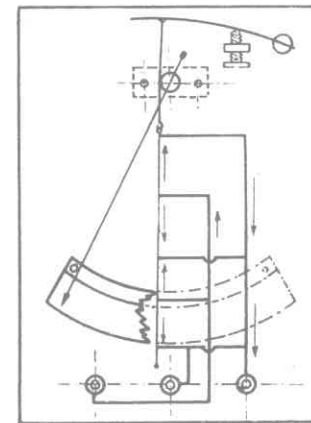


Fig. 126

Le figg. 125 e 126 indicano due strumenti del genere.

Il secondo strumento, più preciso del primo, se realizzato con lo stesso filo, serve per indicazioni di maggiori intensità.

Gli strumenti in questione, non risentendo alcun effetto di polarità, sono adattissimi per tutte le misure di intensità su C. A. e particolarmente su A.F.

In questi strumenti le deviazioni dell'indice sono approssimativamente proporzionali ai quadrati delle intensità.

2) *Amperometro a coppia termoelettrica.* - Questo strumento, come il precedente, non è difficile a realizzare, si comporta benissimo per misure di A.F. ed è molto sensibile. Esso sfrutta l'effetto Seebeck che, come è risaputo, consiste nella formazione di

una *f.e.m.* nel punto di contatto di due metalli diversi quando tale punto venga riscaldato.

L'amperometro a coppia consta di un comune microamperometro per *C.C.*, a bassa resistenza, connesso agli estremi di due conduttori metallici in contatto fra loro di (metalli diversi) riscaldati nel punto di contatto da un terzo conduttore percorso dalla corrente che si vuole misurare. Ecco i dati relativi alla costruzione di un tale strumento per deboli correnti.

Lo strumento da applicar e è un microampèrometro a bobina mobile da $1000 \mu A$ ($1 mA$); la sua resistenza interna massima è di Ω 100 e deve avere la precisione dell'1% su *C.C.*

La coppia termoelettrica è costituita da un filo di ferro lungo mm. 25 e del diametro di mm. 0,05 e da un filo di costantana lungo mm. 25 e del diametro di 0,03 mm.

I due fili vanno disposti come in fig. 127. È preferibile provvedere alla saldatura nel loro punto di incrocio. Ciò si potrà effettuare con lega d'argento per oreficeria, immergendo e togliendo bruscamente i fili, preventivamente cosparsi nel punto di contatto di soluzione di borace in acqua, in una goccia di tale lega d'argento in fusione. Altrimenti si potrà tentare la saldatura con una scarica di condensatore.

Gli estremi *A* e *B* della coppia vanno connessi in serie al circuito da misurare mentre gli estremi *C* e *D* vanno allo strumento essi potranno essere fissati ai serrafilati di una apposita basetta.

Il tratto *AB* funziona da elemento riscaldatore; i tratti *C* e *D* da coppia. Per intensità maggiori si dovranno prendere conduttori di maggiore sezione o fornire lo strumento (fra *A* e *B*) di resistenze di shunt.

Si tenga presente che, nota che sia l'intensità di fusione di un filo di un dato metallo ad una data temperatura, la relazione fra il diametro *D* del conduttore e la intensità *I* alla quale ne avviene la fusione è: $I = k \sqrt{D^2}$ dove *k* è un coefficiente dipendente dal metallo impiegato.

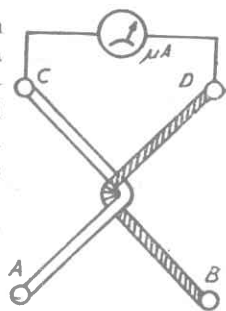


Fig. 127

e) MISURA DELLA FREQUENZA

I procedimenti usati per la misurazione della frequenza sono svariati e molto diversi a seconda delle frequenze che si vogliono misurare.

1) Per le frequenze industriali si usa il frequenziometro a molle.

È questo uno strumento costituito da un elettromagnete che fa vibrare un sistema di molle aventi ognuna una diversa frequenza di vibrazione. Dalla molla che vibra maggiormente si deduce quale è la frequenza della corrente applicata.

2) Per le frequenze acustiche (1000 ÷ 10 000 periodi) è molto pratico il frequenziometro a capacità (fig. 128). Il principio che tale frequenziometro sfrutta è quello della variazione della intensità di corrente « circolante » in un condensatore al variare della frequenza.

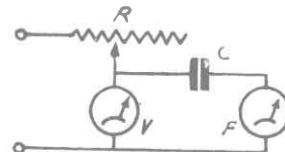


Fig. 128

La resistenza *R* serve per mantenere la tensione ad un valore costante che si può controllare attraverso al voltmetro *V* per *C.A.* Lo strumento *F* è un milliamperometro aperiodico per *C.A.* (sino a 100 mA) graduato in periodi. Il condensatore *C* va scelto in relazione alla gamma di frequenza da misurare.

3) *Misura delle alte frequenze.* - Il procedimento più comune per la misurazione delle frequenze alte è quello ad « ondometro ». L'ondometro è in sostanza un circuito oscillatorio composto di induttanza fissa e di condensatore variabile.

Il principio sfruttato è quello della risonanza (§ 8) per cui in un circuito oscillatorio a ciascun valore assunto dal prodotto *CL* corrisponde una determinata frequenza. Per la costruzione di un ondometro non si richiedono speciali accorgimenti in più di un comune circuito oscillatorio.

La taratura di un ondometro per onde medie è una cosa facilissima per chi possiede un ricevitore atto alla ricezione di tali onde (da 536 a 1456 Kc.). L'induttanza potrà essere realizzata su tubo di bakelite da 40 mm. di diametro mediante 100 spire di filo di rame smaltato di 4/10 di diametro netto, affiancate.

L'induttanza così ottenuta è di circa $260\mu H$. Il condensatore variabile sarà preferibilmente del tipo a minima perdita da $400\mu\mu F$ senza compensatori.

Per la taratura dell'ondametro si può procedere in due modi: per « assorbimento » o con « eterodina ».

Il primo sistema consiste nell'accoppiare l'ondametro ad un avvolgimento di poche spire disposte in serie all'aereo di un ricevitore.

Si noterà che, regolando il condensatore variabile, si verifica per alcune posizioni di questo l'assorbimento o l'affievolimento di una delle stazioni ricevute. Ciò significa che il circuito oscillatorio entra in risonanza con le rispettive frequenze delle stazioni. Si scriverà dunque sul quadrante del condensatore la frequenza in kH_z della stazione assorbita.

Il secondo sistema consiste nel disporre l'ondametro stesso fra la griglia ed il filamento di un triodo ed accoppiando a questo un avvolgimento di una trentina di spire disposto in serie al circuito anodico, in modo da produrre oscillazioni (reazione), come in fig. 129.

Si sintonizzi poi il ricevitore su di una stazione di circa 200 m. di lunghezza d'on-

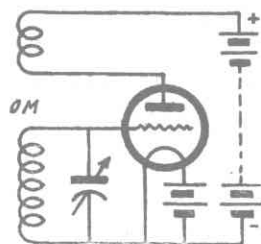


Fig. 129

da e si porti al minimo di capacità il condensatore dell'ondametro. Quando le placche mobili sono quasi completamente disaccoppiate dalle fisse si deve sentire un forte fischio di interferenza su tale stazione. Basterà allo scopo tenere l'ondametro ad alcuni metri dal ricevitore.

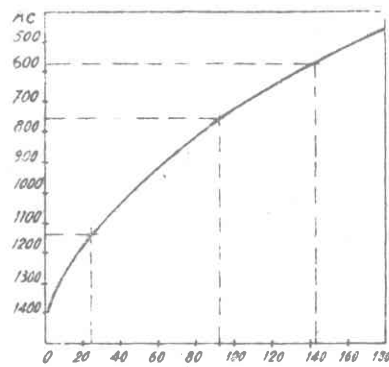


Fig. 130

Se l'interferenza non si verifica si devono togliere alcune spire all'induttanza dell'ondametro, se invece il fischio avviene quando le placche del variabile dell'ondametro non sono quasi del tutto disaccoppiate sarà necessario aggiungere qualche spira all'induttanza stessa fino alla perfetta realizzazione dell'interferenza. Ciò fatto si continuerà a ripetere la prova per le principali stazioni segnando a parte per ogni stazioni il grado corrispondente del variabile dell'ondametro.

Quando si sia fatta con cura l'operazione, si potrà tracciare la curva di taratura dell'ondametro, segnando sull'asse delle ascisse i gradi del variabile, sull'asse delle ordinate le frequenze delle stazioni.

Innalzando le perpendicolari in tali punti (fig. 130) si troveranno punti di incrocio che uniti insieme danno la curva cercata.

Con l'ondametro a onda media testè descritto si può facilmente provvedere alla taratura di ondometri per onde molto più corte. A tal fine l'ondametro ad *O.M.* va montato in un circuito a reazione a valvola come si è già detto, ma l'accoppiamento fra i due avvolgimenti deve essere strettissimo e si deve dare una forte tensione negativa alla griglia (tale però da non impedire l'oscillazione).

In queste condizioni la valvola, oltre ad emettere l'oscillazione della frequenza fondamentale del circuito oscillatorio ad *O.M.*, emetterà anche frequenze armoniche che servono benissimo alla taratura del nuovo ondometro. Volendo ottenere nel nuovo ondometro una gamma da 91,6 m. a 34,3 m. cioè da $3276 kH$ a $3736 kH_z$, si potrà disporre di un condensatore variabile di $150\mu\mu F$ a minima perdita (capacità minima $10\mu\mu F$).

L'induttanza dovrà essere di circa $20\mu H$ e dovrà essere realizzata con circa 22 spire di filo di rame da 11/10 distanziate mm. 2,3 da centro a centro del filo, su supporti di 40 mm. di diametro. Il nuovo ondometro andrà montato, in modo analogo al precedente, come circuito oscillatorio di una valvola rivelatrice a reazione (fig. 129 bis) provvista di cuffia.

Tenendo innescata la reazione, si accostino i due ondometri e variando la capacità dell'ondametro ad *O.C.* si dovranno percepire nella cuffia moltissimi fischi; questi sono prodotti dall'interferenza della oscillazione prodotta dal ricevitore a reazione e le armoniche dell'oscillatore ad onda media.

Così, se l'ondametro ad *O.M.* dell'oscillatore si trova sulla frequenza più alta 1456 kHz , si sentiranno le armoniche principali che risulteranno rispettivamente di 2912 kHz (che non è ricevibile perchè fuori della gamma dell'ondametro ad *O.C.*) di 4368 kHz , una di 5824 kHz , una di 7280 kHz , ed infine una di 8736 kHz . Quest'ultima armonica è quella che più ci interessa per la taratura.

Il condensatore dell'ondametro ad *O.C.* dovrà risultare (per la ricezione di questa armonica quasi al minimo della sua capacità).

Lasciando sempre l'oscillatore sulla stessa frequenza (1456 kHz) si segnino a parte tutte le armoniche ricevute in corrispondenza ai gradi del variabile dell'ondametro ad *O.C.* Cominciando dalla massima capacità di questo, si avrà così

Armonica	KiloHerz	$\mu\mu F$
3°	4368	70
4°	5824	35
5°	7280	24
6°	8736	16,5

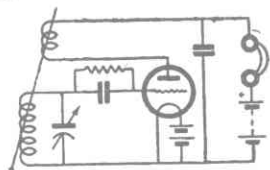


Fig. 129 bis

La seconda armonica (2912 kHz) non dovrà essere ricevibile o, ammesso che lo sia, dovrà esserlo in prossimità della massima capacità del variabile.

Stabilito quanto sopra si potrà iniziare la costruzione del grafico dell'ondametro ad *O.C.* segnando sull'asse delle ascisse i gradi del condensatore e su quello delle ordinate le frequenze delle rispettive armoniche. Congiungendo i punti di incrocio delle perpendicolari si avrà grossolanamente la curva dell'ondametro che potrà essere affinata e precisata a piacere ripetendo l'operazione ed assegnando all'oscillatore ad *OM* diverse frequenze (tutte note) calcolandone e ricevendone le rispettive armoniche

Uso dell'ondametro. — Se l'ondametro deve servire per l'identificazione delle stazioni nella ricezione potrà essere montato come « assorbitore » in serie al circuito d'aereo, o come parte di una eterodina (ondametro ad eterodina).

Se l'ondametro deve servire per verificare la frequenza di una stazione emittente potrà essere usato nei seguenti modi:

Con lampadina spia. - Si mette in serie al circuito oscillatorio una lampadina da $2-3 \text{ V } 0,25 \text{ A}$. Quando accoppiando l'ondametro all'induttanza dell'emettitore e variando la capacità del l'ondametro si ha il massimo splendore della lampadina, la frequenza di risonanza dell'ondametro corrisponde a quella emessa,

Il sistema è però imperfetto, richiede attenzione nell'accoppiamento ed è scarsamente sensibile e selettivo.

Con milliamperometro. - È il sistema più pratico. L'ondametro si monta in serie ad un diodo o ad una valvola (nella quale tutti gli elettrodi, tranne il filamento, sono in parallelo) e ad un milliamperometro per *C.C.* (fig. 131). Lo strumento è sensibile e preciso.

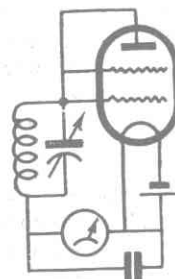


Fig. 131

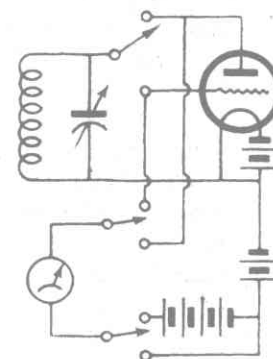


Fig. 132

Con voltmetro a valvola. - Consiste nel collegare l'ondametro ad un voltmetro a valvola per *C.A.* (*AF*) dei tipi descritti (fig. 132) gli strumenti delle due ultime categorie vanno accoppiati molto lasccamente all'emettitore, spesso a distanza di metri.

Con eterodina. - L'ondametro viene montato in un oscillatore a valvola per produrre oscillazioni di frequenza nota. Ottimi sono in questo campo gli oscillatori pilotati col quarzo (§ 27) ma hanno l'inconveniente di produrre una sola frequenza determinata e le sue armoniche.

I FILI DI LECHER

Un procedimento semplice ed efficace per stabilire la lunghezza d'onda (e quindi la frequenza) è quello dei fili di Lecher che sfrutta il principio delle oscillazioni stazionarie lungo un conduttore (§ 18.) Il dispositivo è particolarmente adatto per le onde corte la cui misurazione presenta sempre con altri mezzi delle difficoltà.

Il sistema è costituito da due fili di rame nudo di piccolo diametro (4/10 o 5/10 di mm.) tesi parallelamente ad una distanza di pochi cm. (da 6 a 10) di distanza fra di loro e parallelamente al suolo e ben isolati fra loro e rispetto al suolo stesso. I due fili devono essere in ogni caso lunghi più di metà dell'onda che si vuole misurare.

Ad un estremo i due conduttori sono uniti con una mezza spira o con un ponte metallico fisso AB ; un secondo ponte metallico CD di corto circuito è scorrevole lungo i fili.

Il circuito oscillatorio dell'emettitore, di cui si voglia conoscere la lunghezza d'onda, deve essere accoppiato a tali fili in modo che il campo magnetico ad AF abbia a formarsi nello spazio compreso fra i fili, normalmente al piano che li contiene.

In queste condizioni il sistema di conduttori diviene sede di oscillazioni stazionarie.

Spostando il ponticello scorrevole e mantenendo sempre a metà distanza fra i due ponticelli un rivelatore R (che potrà essere costituito da una lampadina al neon o da un voltmetro a valvola) si noterà che in corrispondenza di una determinata distanza fra i ponticelli si ha il massimo di luminosità o di tensione nel rivelatore. Ciò avviene vibrando il sistema per mezze onde (fig. 133).

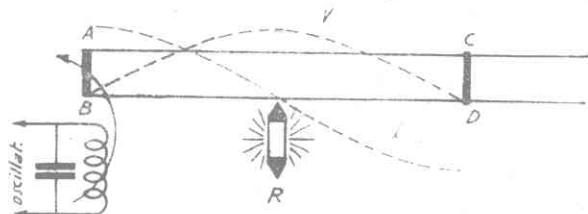


Fig. 133

La lunghezza d'onda così misurata non corrisponde però a quella che si avrebbe nell'aria ma è sempre minore e ciò per

il fatto che la velocità con la quale l'oscillazione si propaga nei conduttori non è identica a quella con cui si propaga nell'aria o nel vuoto.

La velocità nei conduttori è data da:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \left[1 - \left(\frac{R_1}{\omega L \sqrt{8}} \right)^2 \right]$$

dove: L_1 = Induttanza dei fili per cm. di lunghezza.

C_1 = Capacità dei fili per cm. di lunghezza.

R_1 = Resistenza dei fili per cm. di lunghezza.

$\omega = 2 \pi f$.

Per le onde corte, dato l'alto valore assunto da ω (essendo altissima la f), si ha sensibilmente:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Da cui, nota la lunghezza d'onda nel conduttore λ_0 , sarà possibile ricavare la lunghezza d'onda λ_1 nell'aria mediante la relazione.

$$\lambda_1 = \frac{3 \cdot 10^{10}}{V_1} \lambda_0 \quad \text{ovvero} \quad \lambda_1 = 3 \cdot 10^9 \lambda_0 \sqrt{L_1 C_1}$$

I valori di L_1 e C_1 non sono molto facilmente calcolabili, si danno per essi le seguenti espressioni:

$$L_1 = 4 \log_e \frac{2D}{d}$$

al quale va aggiunto però il valore di un coefficiente di correzione compreso fra 1 e 0,028 che decresce all'aumentare di f , e

$$C_1 = \frac{1}{9 \cdot 10^{20} \cdot 4 \left(\log_e \frac{2D}{d} - \frac{D^2}{8h^2} \right)}$$

dove: d = diametro dei fili in cm.

D = distanza dei fili in cm.

h = altezza dal suolo.

Per onde molto corte tale sistema di misura può essere realizzato con un unico filo di lunghezza regolabile, adottando come velocità di propagazione nel conduttore quella che si ha nell'aria ($3 \cdot 10^{10}$ cm.:sec.). In tale modo si ha però un errore che per misure di scarsa precisione non viene considerato.

DEMOLTIPLICAZIONE DI FREQUENZA

Il procedimento è basato sul fatto che quando il circuito di griglia di un oscillatore a valvola è costantemente sottoposto ad oscillazioni di frequenza f derivanti da un altro generatore (figura 134), l'oscillazione generata dall'oscillatore in questione ha i

suoi massimi per valori di frequenza pari ad $\frac{f}{d}$

Questo fatto è facilmente controllabile con una cuffia posta in serie al circuito anodico della valvola. Infatti, tutte le volte che l'oscillatore genera correnti di frequenza sottomultipla di f , si sentono dei fischi di interferenza in prossimità della sintonizzazione a tale frequenza che scompaiono poi completamente, in modo brusco quando la sintonia è perfetta.

Con alcuni stadi del tipo suddetto si può demoltiplicare la frequenza f che si vuol misurare, sino a portarla nel campo delle frequenze acustiche, nel quale la misura di frequenza si può fare con grande precisione. Questo procedimento è stato prescelto fra gli altri dall'Istituto per le Comunicazioni.

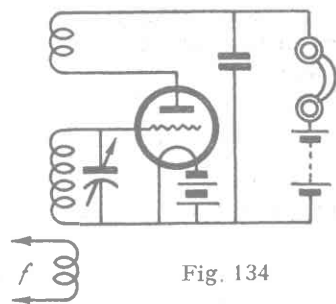


Fig. 134

ALTRI PROCEDIMENTI

Oltre ai procedimenti descritti, vanno segnalati quelli a « battimenti » che consistono nel far interferire la frequenza da misurare con quella prodotta da un generatore campione, misurando poi la frequenza dei battimenti che come è noto è data dalla diffe-

renza delle due frequenze. Vi sono poi metodi diretti quali quello del tubo di Braun (raggi catodici) che per ragioni di spazio omettiamo.

f) MISURA DELLA POTENZA DEGLI EMETTITORI

Il Comitato Consultivo Internazionale Radiotecnico ha stabilito che con la dicitura « potenza del trasmettitore » si intenda la potenza misurata all'antenna della stazione stessa.

Nel § 21 si è già detto che cosa vada inteso per potenza d'aereo, accenneremo ora ai metodi pratici per la sua misurazione.

1) *Metodo amperometrico.* - Consiste nel procedere prima ad una esatta valutazione della resistenza complessiva d'aereo, nel misurare poi l'intensità che lo percorre, ricavando la potenza con la formula

$$W = R \cdot I^2$$

Generalmente, trattandosi di emettitori di potenza ragguardevole, si usa per le misure della resistenza una eterodina di qualche decina di watt. Trattandosi di potenze modeste si potrà impiegare l'oscillazione dello stesso emettitore. I componenti van-

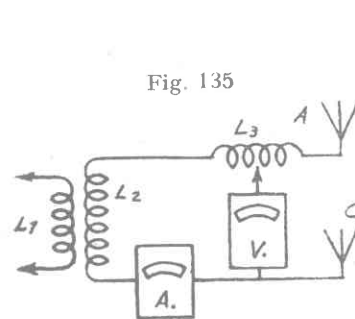


Fig. 135

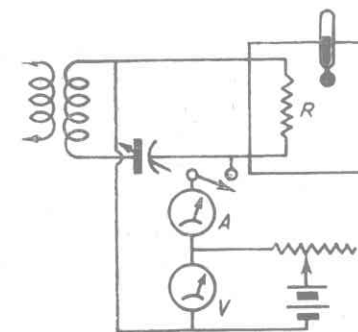


Fig. 136

no distribuiti come in fig. 135 dove A è l'aereo, C il contrappeso o la terra, L_3 una induttanza di pochissime spire, V è un voltmetro a valvola per AF ed A è un amperometro termico.

Quando regolando opportunamente il cursore di L_3 si ha in V la massima lettura, il rapporto $R = \frac{V}{I_1}$ è la resistenza del circuito d'aereo cercata. Se si è usata una eterodina, basterà connettere l'emettitore all'aereo così tarato e leggere la intensità I_2 che si ottiene. Il prodotto $I_2^2 \frac{V_1}{I_1}$ è la potenza presente nel circuito d'aereo. Se invece dell'eterodina si è usato l'emettitore stesso, la potenza si ha del prodotto $W = I_1^2 R$ ossia $W = I_1 V$.

2. *Metodo calorimetrico.* — Questo metodo è realizzabile in diverse maniere; la più semplice e comune è quella « dell'ambiente riscaldato ». Il sistema è basato sul principio che la potenza dissipata in un circuito oscillatorio si può considerare come dovuta interamente all'azione della resistenza ohmica.

In un ambiente ben protetto dall'influenza della atmosfera circostante e fornito di termometro, vengono racchiuse delle resistenze (p. es. diversi fili di nikel cromo o metallo analogo in parallelo). Dette resistenze vengono poste in serie ad un circuito oscillatorio di prova che va accoppiato al circuito d'uscita dell'emettitore (fig. 136) sino ad ottenere la massima indicazione al termometro.

Ciò fatto si disinseriscono le resistenze che vengono disposte in serie, mediante il commutatore, su di un circuito a corrente continua munito di voltmetro e amperometro, sino ad ottenere la stessa indicazione al termometro. La potenza misurata a C.C. è equivalente alla potenza cercata. La prova richiede molto tempo.

3. *Metodo fotometrico.* — Nel circuito oscillatorio di prova si inserisce una lampadina ad incandescenza a filamento rettilineo che va confrontata con altra dello stesso tipo, alimentata con C.C. e corredata di voltmetro ed amperometro. Quando la luminosità delle due lampade è identica, la potenza di quella alimentata a C.C. è uguale alla potenza fornita dall'emettitore. La misura equivale a quella della potenza d'aereo quando questo sia accordato sulla frequenza dell'oscillazione da emettere.

Riportiamo un esempio di misurazione da « Misure Radio-tecniche » di S. E. Pession. L'esempio si riferisce ad una val-

vola TB 04/10 Philips oscillante sui 55 m. di lunghezza d'onda.

L'aereo artificiale era costituito da una resistenza di $10,8 \Omega$ (accoppiato come si è detto). L'apparecchio regolato in modo da avere gli stessi assorbimenti che si verificavano applicando l'aereo effettivo (placca 298 V; 48 mA; 14,3 W; circuito intermedio 0,48 A; circuito d'aereo 0,58 A). La potenza d'aereo risultò 3,2 W col metodo calorimetrico, ed il rendimento del triodo:

$$100 \frac{3,2}{14,3} = 22,4\%$$

Per gli emettitori di piccola potenza ad onda cortissima, si potrà fare la misura mediante una spira di rame i cui estremi vanno connessi ad una lampadina per basse tensioni (da 1,5 V) confrontando col metodo fotometrico. La spira va accoppiata in modo da trovarsi al limite oltre il quale avviene il disinnescamento delle oscillazioni.

g) MISURA DELLA PERCENTUALE DI MODULAZIONE NEGLI EMETTITORI

Una misura molto importante da effettuare su di un emettitore è indubbiamente quella della percentuale di modulazione.

È infatti inutile curare tanto i rendimenti per ottenere la massima potenza se poi la modulazione è insufficiente o se la trasmissione è inintelligibile per eccesso di modulazione.

La percentuale di modulazione massima deve aggirarsi sul 70%, tuttavia eccezionalmente può giungere a picchi del 100%. Per la misura diretta della modulazione esiste uno strumento detto « modulometro », ma i sistemi più usati sono generalmente due, uno da laboratorio ed uno alla portata del dilettante.

Il primo consiste nell'esaminare direttamente all'oscillografo l'onda emessa. Il procedimento è semplicissimo, si tratta di tirare fuori dall'oscillografo un collegamento che va direttamente ad una delle due placchette del tubo che servono alla deviazione verticale del raggio. Detta placchetta deve essere staccata dal rimanente circuito dell'oscillografo e collegata a massa attraverso ad una resistenza elevata ($0,5 M\Omega$).

Il collegamento in oggetto viene poi semplicemente avvicinato all'uscita del trasmettitore e, se ciò non basta, viene accoppiato all'uscita stessa con un piccolo condensatore (da 2 a 5 μF) dopo

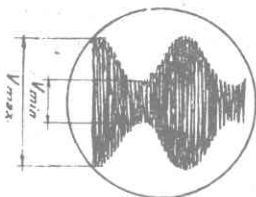


Fig. 137

di che non vi è che sincronizzare l'asse dei tempi sulla frequenza di modulazione. Ciò che appare sull'oscillografo è simile a quanto è indicato dalla fig. 137. Non vi è che a misurare la larghezza massima della figura (V_{max}) e la larghezza minima della medesima (V_{min}).

Il fattore di modulazione è dato da

$$K = \frac{2 V_{max}}{V_{min} + V_{max}} - 1$$

Moltiplicando il risultato per 100 si ha il fattore espresso come percentuale. Il vantaggio che consente il metodo oscillografico e soprattutto quello di permettere una valutazione immediata anche della bontà della modulazione ossia del tenore di distorsione.

Il secondo sistema consiste semplicemente nell'osservare l'ampereometro d'aereo facendo due letture, una in assenza di modulazione ed una in presenza di questa.

Si è detto (pag. 74) che l'intensità passa da un valore I_0 in assenza di modulazione ad un valore I in presenza di modulazione dato da:

$$I = I_0 \sqrt{1 + \frac{K^2}{2}}$$

si deriva dunque da ciò che se I e I_0 sono le due correnti misurate, il fattore di modulazione è dato da:

$$K = \sqrt{2 \left(\frac{I}{I_0} \right)^2 - 2}$$

Infine, per la misura del fattore di modulazione può servire anche un voltmetro a valvola (voltmetro di « cresta » o di « picco »). Basta infatti in tale caso connettere il voltmetro all'uscita e

leggere l'ampiezza dell'oscillatore in assenza ed in presenza di modulazione. Se V_0 e V sono rispettivamente le due tensioni lette, il fattore di modulazione è dato da:

$$K = \frac{V}{V_0} - 1$$

e in % da:

$$K = 100 \left(\frac{V}{V_0} - 1 \right)$$

Leggenda dei grafici della pagina che segue:

GRAFICO N. 1

Dati di avvolgimento di induttanze per la ricezione delle O.C. su supporto del diametro di 38 mm.

Curva A -	Avvolgimento lungo	25 mm.
» B -	»	38 mm'
» C -	»	50 mm.

GRAFICO N. 2

Dati di avvolgimento di induttanze per trarmiss. O.C. su supporti ceramici.

Curva A -	Supporto \varnothing 38 mm.,
	26 scanalature distanti 3,5 mm. fra i centri.
Curva B -	Supporto come sopra scanalature alternate.
Curva C -	Supporto \varnothing 68 mm.,
	28 scanalature distanti 3,4 mm. fra i centri.
Curva D -	Supporto \varnothing 102 mm.,
	28 scanalature distanti 4,3 mm. fra i centri.
Curva E -	Supporto \varnothing 125 mm.,
	25 scanalature distanti 3,5 mm. fra i centri.

(Vedere grafici a pagina seguente).

Il filo da avvolgere deve avere un diametro compreso fra i 16/10 e i 20/10 di mm.

Grafici per l'avvolgimento di induttanze per O.C.

GRAFICO N° 1

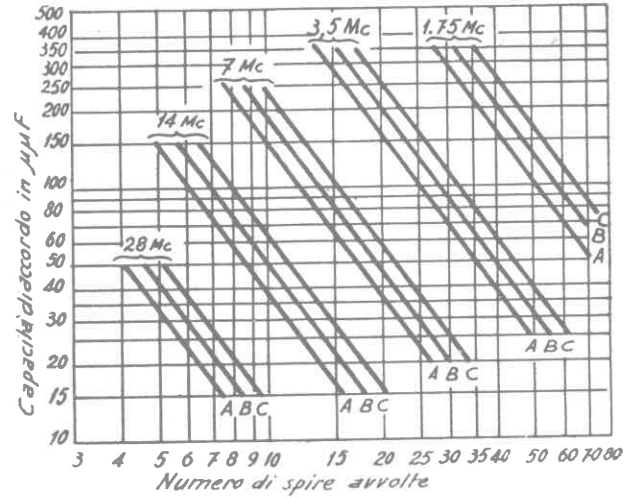
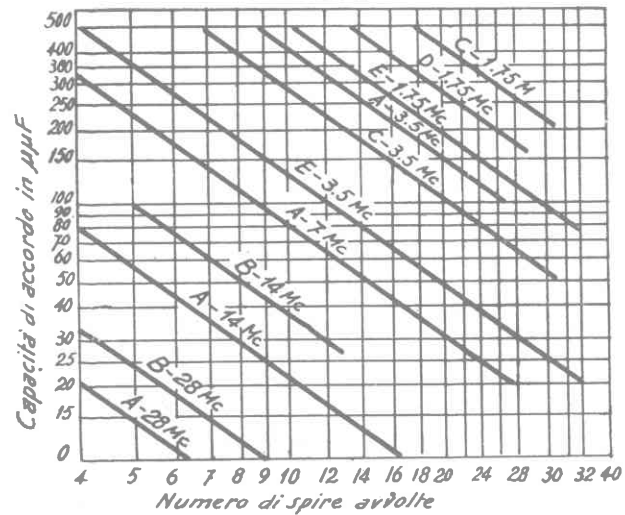


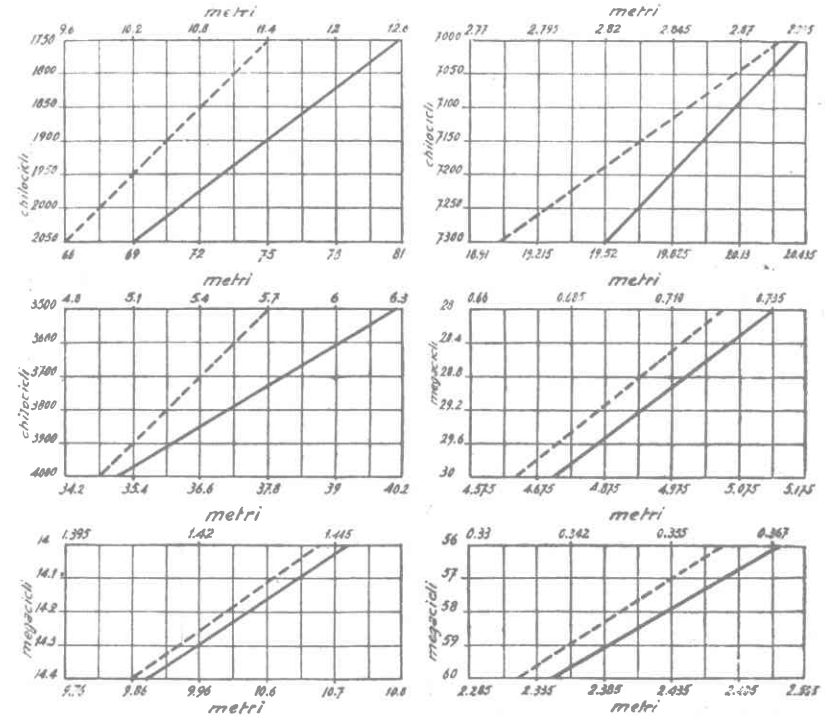
GRAFICO N° 2



Leggenda alla pagina precedente.

GRAFICI PER IL CALCOLO DELLE ANTENNE
A DISCESA DISACCORDATA

La scala orizzontale superiore indica la distanza da assegnare al punto di discesa dal centro dell'aereo e si riferisce alla linea punteggiata. La scala orizzontale inferiore indica la lun-



ghezza da dare al conduttore orizzontale d'aereo e si riferisce alla linea intera del grafico. La scala verticale porta l'indicazione delle frequenze in corrispondenza alle quali va scelto il valore della lunghezza dell'aereo e dell'eccentricità della discesa.

BANDE A DISPOSIZIONE DEI DILETTANTI E COSTANTI DEI CIRCUITI OSCILLATORI RELATIVI

Una convenzione internazionale stabilisce che le trasmissioni dilettantistiche siano effettuate entro bande di frequenza prestabilite (1). Dette bande sono indicate nella seguente tabella:

Denominaz. della banda		Estens. della banda	Ordine della lungh. d'onda
1 ^a	Banda dei 1715 Kc	da 1715 a 2000 Kc	m. 160
2 ^a	Banda dei 3,5 Mc	da 3,5 a 4 Mc	m. 80
3 ^a	Banda dei 7 Mc	da 7 a 7,3 Mc	m. 40
4 ^a	Banda dei 14 Mc	da 14 a 14,4 Mc	m. 20
5 ^a	Banda dei 28 Mc	da 28 a 30 Mc	m. 10
6 ^a	Banda dei 56 Mc	da 56 a 60 Mc	m. 5
7 ^a	Banda dei 110 Mc	da 110 in più	m. 2,7

La prima di tali bande è caratterizzata dall'uso per le comunicazioni radiotelefoniche dilettantistiche e per le trasmissioni radiografiche dei principianti.

La seconda banda è destinata alle comunicazioni domestiche, viene utilizzata per comunicazioni a media distanza.

La terza banda è la più largamente usata per le comunicazioni dilettantistiche internazionali, la potenza usata è spesso notevole. È questa la banda più praticata e di conseguenza è quella che più è soggetta ad interferenze. Sono sensibili le riflessioni degli strati atmosferici.

La quarta banda si presta particolarmente per le comunicazioni diurne a distanza, anche per questa banda sono sensibili le riflessioni degli alti strati atmosferici e quindi si hanno periodi di evanescenza molto spiccata e zone di silenzio.

La quinta banda è la più usata per le trasmissioni sperimentali dilettantistiche ed unisce alle proprietà della banda precedente (fra le quali quella di permettere buone comunicazioni anche

di giorno, le proprietà caratteristiche della banda successiva. Questa banda non è molto adatta per comunicazioni a grande distanza.

La sesta banda è quella verso cui l'attenzione dei dilettanti è stata recentemente maggiormente attratta. Le onde di questa banda risentono assai poco del passaggio dal giorno alla notte, a loro portata normale è press'apoco quella ottica. Sono state però effettuate comunicazioni eccezionali sino a circa 2000 Km. con le onde spaziali provenienti dalla riflessione degli alti strati atmosferici.

La settima banda è entrata ancora poco nella pratica dilettantistica, pur essendo, dal punto di vista sperimentale, una fra le più interessanti. La portata è quella ottica, i fenomeni di riflessione da parte di ostacoli materiali sono spiccatissimi, le onde si possono facilmente incanalare in fasci mediante riflettori. L'insieme di queste caratteristiche ha permesso di sfruttare tale banda per applicazioni importanti quali quelle del riconoscimento di ostacoli nell'oscurità.

Come si rileva dalla tabella precedente, la larghezza delle bande e disposizione è molto limitata e per coprirle sono sufficienti variazioni minime della capacità del condensatore variabile. Diamo qui di seguito una tabella che fornisce addirittura i valori più appropriati di induttanza e di capacità per le varie bande.

Banda Mc	Valore di induttanze $\mu\mu H$	Capacità di accordo $\mu\mu F$	Cap. mass. variabile $\mu\mu F$	Spire N	Lunghezza avvolgim. mm.	Diametro filo mm.	Fatt. di merito Q	Tubo mm.
1,715	90	90	100	82	30	20 × 0,05	235	22
3,5	45	45	50	60	30	50 × 0,04	300	22
7	15	33,5	50	30	20	90 × 0,04	240	22
14	5,625	22,5	30	18,5	20	0,8	225	22
28	1,9	15,9	20	11	25	1	250	22
56	0,7	11,3	15	6	20	1	250	22
110	0,28	7	10	3,5	25	1	230	22

(1) — Avvertiamo il lettore che da noi le trasmissioni dilettantistiche sono rigorosamente proibite su qualsiasi frequenza.

Nel valore della capacità di accordo è compresa la capacità interelettrodica e la residua del variabile. Così, ad esempio, nella capacità di $90 \mu\mu F$ indicati per la banda dei $1715 Kc$, è già contenuta quella interelettrodica di circa $5 \mu\mu F$ e quella del variabile di circa $15 \mu\mu F$. Per i condensatori di capacità molto ridotta (esempio $10 \mu\mu F$) la residua rappresenta una parte notevole che ascende a quasi metà del valore totale di capacità.

ALLARGAMENTO DELLE BANDE

Specialmente quando si tratta di ricezione, può essere molto opportuna « l'espansione di banda » che consiste non già in una estensione della banda ma in una maggiore spaziatura nella ricezione delle stazioni sulla scala del ricevitore per ciascuna banda.

Il problema può essere risolto in vari modi, ossia con demoltipliche meccaniche, con « vernieri », con l'adozione di un gran numero di bobine e con l'uso di piccole capacità di accordo ecc. Se si tratta di ricevitori espressamente costruiti per le ricezioni dilettantistiche e quindi dotati di una bobina apposita per ogni banda che si vuole ricevere, è vantaggiosa l'adozione di piccole capacità di accordo in parallelo alle quali, per le bande delle frequenze più basse, vengono disposte capacità fisse.

Questa soluzione si impone anche per l'impossibilità di adottare un condensatore variabile apposito per ogni banda.

Così, in riferimento ai dati della tabella precedente, si potrebbe adottare un tipo unico di variabile da $20 \mu\mu F$.

Per la banda dei $1715 Kc$ si dovrà fare in modo che la capacità residua totale sia di $80 \mu\mu F$ (il che si ottiene usando un condensatore fisso in parallelo di $70 \mu\mu F$ circa); per la banda dei $3,5 Mc$ la residua dovrà essere $35 \mu\mu F$; per la banda dei $7 Mc$ la residua dovrà essere $23 \mu\mu F$; per la banda dei $14 Mc$ la residua sarà $13 \mu\mu F$; per le bande successive la residua sarà quella del variabile e della capacità interelettrodica. Solo se il variabile da $20 \mu\mu F$ è molto buono, ossia la residua minima, si potrà coprire anche l'ultima banda.

I condensatori fissi da mettere in parallelo possono essere sistemati direttamente ai capi delle bobine.

Giova rilevare che mentre la variazione di capacità è circa del 22% per la banda dei $1715 Kc$, diventa prossima al 100% per le frequenze più alte. Ne consegue che la banda dei $1715 Kc$ gode della maggiore « espansione » in quanto la variazione di frequenza è proporzionale alla radice quadrata della variazione di capacità.

PARTE SECONDA

TRASMETTITORI

33) EMETTITORE RADIOTELEGRAFICO PORTATILE DI PICCOLISSIMA POTENZA

Questo emettitore specialmente indicato per i principianti è stato particolarmente creato per essere facilmente trasportato, esso utilizza una semplice valvola da ricezione alimentata con batterie. Pur non essendo forse quanto di meglio si possa realizzare con mezzi così ridotti (in quanto si potrebbe ad esempio costruire un ricetrasmittitore completo), tale apparecchio è uno dei più semplici e quindi alla portata del principiante.

Essendosi previsto il caso che il ricevitore non sia a reazione o comunque non sia fornito dei mezzi necessari per rendere udibile una portante non modulata, si è provveduto a modulare l'oscillazione emessa con un cicalino S.

La corrente fornita dal detto cicalino viene opportunamente trasformata da un piccolo trasformatore elevatore ed impiegata per modulare di placca la valvola. Il cicalino in oggetto deve essere a resistenza molto bassa (circa 3 ohm) e come trasformatore elevatore può essere usato un comune trasformatore da campanelli da 5 watt il cui primario funziona da secondario e viceversa.

Ai capi del secondario si devono misurare quando l'apparecchio ed il cicalino sono entrambi in funzione, una tensione alternata di circa 150 volt.

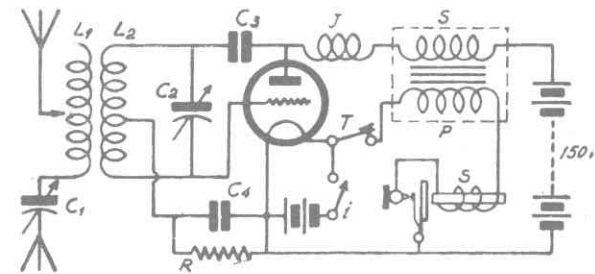


Fig. 138

Essendo l'avvolgimento a *BF* del trasformatore da campanelli fornito di prese, è possibile adattare il trasformatore stesso al cicalino in modo da ottenere la tensione secondaria voluta.

L'onda emessa è continua ed è presente anche quando il tasto *T* è alzato. Il tasto inserisce la modulazione azionando il cicalino.

Se il ricevitore è a reazione, si può eliminare il cicalino ed il trasformatore elevatore inserendo il tasto al posto del secondario del trasformatore stesso. In questo caso l'onda viene emessa solo quando il tasto è abbassato e, non essendo modulata, diviene ricevibile solamente quando la reazione del ricevitore è accoppiata oltre il critico per effetto di battimenti che si formano fra l'onda stessa e le oscillazioni presenti nel ricevitore a causa della reazione (1).

Indubbiamente in questo secondo caso la nota che si ottiene è più pura, essa varia di tono se si varia anche di poco la sintonia. Questo fatto che sembrerebbe uno svantaggio, torna utile quando due stazioni di lunghezze d'onda prossime vengono ricevute insieme inquantochè danno luogo a note di tono diverso e quindi ben distinguibili.

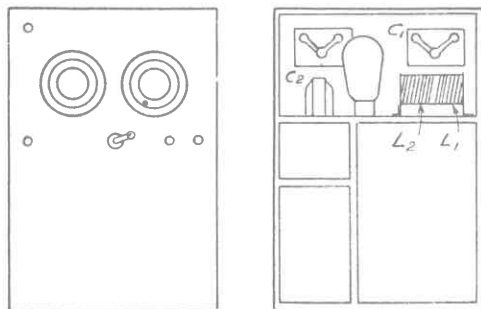


Fig. 139

La disposizione degli organi è illustrata dalla fig. 139. Le dimensioni rendono facile il trasporto dell'apparecchio in valigia.

I valori delle parti sono i seguenti:

- C_1 400 $\mu\mu F$ ad aria variabile
- C_2 200 " " " "
- C_3 1.000 " a mica-fisso
- C_4 5.000 " " "
- R 25.000 Ω — 1 watt.

L'impedenza *J* si compone di quattro bobinette a nido d'ape di 120 spire l'una, avvolte con filo da 0,1 mm. su supporto di ceramica di 7 mm.

(1) — Si è abbandonata la modulazione per autoinnesco di oscillazioni BF descritta per il trasmettitore analogo di edizione precedente perchè è piuttosto critica per i vari tipi di valvole e quindi non priva di difficoltà per il principiante.

Per la realizzazione di L_1 ed L_2 valgono i seguenti dati:

Gamma 200-450 m.

L_1	L_2
100 sp. 3/10 smalt	130 sp. 3/10 smalt presa a 60 spire
Spire affiancate	

Gamma 75-200 m.

L_1	L_2
40 sp. Litz 50×0,04	40 sp. Litz 50×0,04 presa a 20 spire
Spire affiancate	

Gamma 28-75 m.

L_1	L_2
15 sp. Litz 90×0,04	22 sp. Litz 90×0,04 presa a 10 spire
Spire affiancate	

Gamma 14 35 m.

L_1	L_2
7 spire filo pieno 1 mm.	10 spire filo pieno 1 mm. presa a 4 spire
Spire distanziate 2 mm	

Gli avvolgimenti vanno eseguiti su supporti di 30 mm. di diametro montati su zoccoli di valvola per l'intercambiabilità. L_1 deve essere accoppiato in modo variabile ad L_2 .

Per l'accensione della valvola si fa uso di due piccoli elementi di accumulatore a paglia di vetro, capovolgibili. La valvola può essere una B 406 Philips o qualunque altra similare.

zioni favorevoli di riflessione dagli alti strati atmosferici) si legga in proposito quanto è detto a pagg. 86 e 87.

La valvola usata è una delle più comuni, si tratta della vecchia ma rispettabilissima 45 (ux245) che qui viene fatta funzionare in classe C con 300 volt anodici e 32 mA di corrente anodica. La manipolazione è effettuata sul circuito catodico col tasto inserito cioè fra il centro-filamenti e messa. Questo sistema, ove non ostino ragioni di sicurezza dell'isolamento dei catodi delle valvole, è ottimo perchè permette l'emissione dei segnali con frequenza costante evitando i noiosi pigolamenti che accompagnano le trasmissioni radiotelegrafiche ad onda non modulata.

I valori da assegnare alla induttanza L_2 le sue caratteristiche elettriche e costruttive a seconda della banda entro la quale si vuole trasmettere sono quelli indicati nella tabella a pag. 192 ove si trova pure il valore da assegnarsi al condensatore di accordo C_3 .

L'induttanza L_1 , accoppiabile in modo variabile a L_2 si compone di 1/3 delle spire di L_1 ; dello stesso filo, il condensatore C_1 ha il doppio della capacità di C_2 e serve per accordare l'induttanza dispersa della linea o, in mancanza di questa, il circuito d'aereo. C_1 si regola sino ad ottenere la massima indicazione del milliamperometro che si trova nel circuito anodico.

È sempre opportuno, quando sia possibile, mantenere le prese sulle bobine e ciò al fine di poter ritoccarle in fase di messa a punto finale per il conseguimento del rendimento massimo. La resistenza L_1 si regola sino ad ottenere l'indicazione di 32 mA allo strumento.

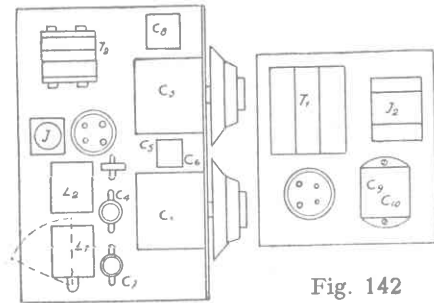


Fig. 142

Si possono mettere anche due valvole 45 in parallelo con qualche vantaggio; in tale caso si deve modificare la resistenza di griglia L_1 sino ad ottenere l'indicazione di 60 mA.

Questo emettitore può dare risultati soddisfacentissimi quando si curi in modo particolare la scelta degli organi e il collocamento del sistema radiante (aereo-terra o aereo-contrappeso).

La messa a punto non richiede particolari accorgimenti. Gli organi componenti devono rispondere alle seguenti caratteristiche:

C_1	variabile a minima perdita	vedi tabella pag. 192
C_2	fisso " " "	200 $\mu\mu F$ mica
C_3	variabile " " "	vedi tabella pag. 192
C_4	fisso " " "	1000 $\mu\mu F$ mica
C_5	" — — —	1000 $\mu\mu F$ "
C_6	" — — —	1000 $\mu\mu F$ "
C_7	" — — —	5000 $\mu\mu F$ "
C_8	" — — —	5000 $\mu\mu F$ "
C_9	elettrolitro 500 V	8 $\mu\mu F$ —
C_{10}	" 500 V	8 $\mu\mu F$ —
R_1	resistenza regolabile	32000 Ω - 2 W a filo
R_2	" "	2 \times 20 Ω a filo
J_1	impedenza ad AF (§ 32)	
J_2	" BF (filtro)	22 Henry 45 mA
J_3	" BF (filtro)	22 Henry 45 mA
J_4	50 spire filo 5/10 su tubo da 30 mm.	
J_5	50 spire filo 5/10 su tubo da 30 mm.	
T_1	trasformatore d'alimentazione avente le caratteristiche seguenti:	

Primario: 110—125—140—160—220 V.

Secondario: 330+330 V — A 0,065; 5 V — 2 A; 2,5 V — 3 A.

La valvola alimentatrice è una 80.

L'emettitore propriamente detto e l'alimentatore sono montati su due distinti chassis d'alluminio di piccole dimensioni (200 \times 300 e 180 \times 220) connessi elettricamente da un cordone con due spinotti multipli a 4 poli (1 per l'accensione e due per la tensione anodica).

36) EMTTITORE RADIOTELEFONICO PER O.C. DI PICCOLA POTENZA CON ALIMENTAZIONE A C.A.

Questo piccolo emettitore radiotelefonico, pur essendo assai economico e di semplice realizzazione, consente di ottenere risul-

tati soddisfacenti sia dal punto di vista della fedeltà della trasmissione, sia dal punto di vista della portata.

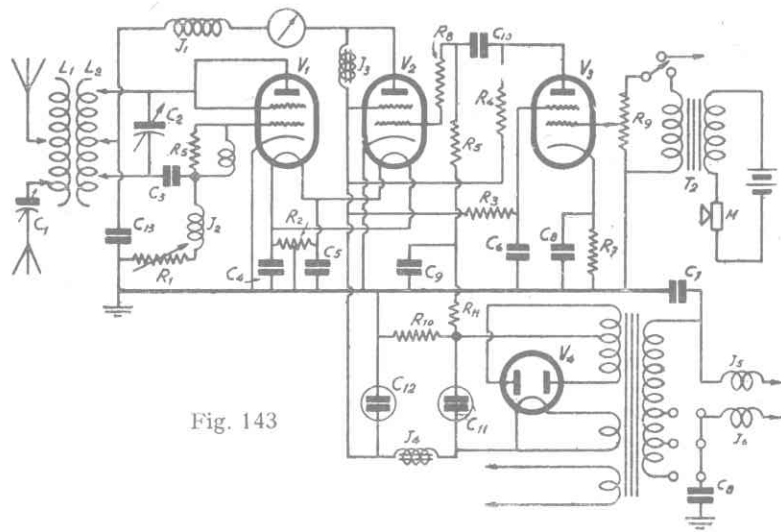


Fig. 143

Le valvole che per esso vengono usate sono i tipi comuni per ricezione. Una valvola del tipo finale funziona da oscillatrice; pur essendo un pentodo essa è collegata come triodo (ciò consente un piccolo vantaggio riguardo alla potenza d'uscita in quanto ad essa contribuisce anche la corrente di griglia schermo. Una valvola dello stesso tipo collegata come pentodo la modula di placca ed a pilotare quest'ultima provvede un pentodo amplificatore di tensione.

Riguardo ai tipi di valvola che si prestano ad essere impiegati nella realizzazione di questo apparecchio, troppe combinazioni sono possibili dato che i tipi equivalenti reperibili in commercio sono numerosissimi.

Si possono tuttavia indicare alcune combinazioni a titolo di esempio:

	V_1	V_2	V_3	V_4	Accensione V
1	6V6G	6V6G	6J7G	5Y3G	6,3
2	42	42	77	80	6,3
3	6F6G	6F6G	6J7G	5Y3G	6,3
4	AL4	AL4	WE23	WE52	4
5	EL3	EL3	EF6	WE52	6,3
6	WE30	WE30	WE23	WE52	4
7	47	47	24	80	2,5

Le indicazioni relative all'accensione riguardano V_1 , V_2 e V_3 . Per V_4 l'accensione è di 4 V per i tipi europei e 5 V per i tipi americani.

Non ha importanza che V_1 e V_2 siano a riscaldamento diretto od indiretto, nel secondo caso non vi è che a connettere i catodi a massa. I valori delle resistenze e delle capacità sono quelli indicati qui di seguito, fanno eccezione le combinazioni 4 e 5 per le quali il valore di R_{10} è di 80 ohm.

R_1 20.000 ohm regolabile	$C_1 = 2 \times C_2$ var. aria
R_2 $2 \times 10 \Omega$ filo	C_2 vedi pag. 192 var. aria
R_3 0,7 M Ω 0,5 W	C_3 500 $\mu\mu F$ mica
R_4 0,2 M Ω 0,5 »	C_4 5000 $\mu\mu F$ »
R_5 50 Ω 0,25 »	C_5 5000 $\mu\mu F$ »
R_6 0,3 M Ω 0,5 »	C_6 0,25 μF carta
R_7 5000 Ω 0,5 »	C_7 5000 $\mu\mu F$ mica
R_8 500 Ω 0,25 W	C_8 5000 $\mu\mu F$ »
R_9 0,5 M Ω potenziom.	C_9 0,2 μF carta
R_{10} 220 Ω 2 watt	C_{10} 10.000 $\mu\mu F$ carta
R_{11} 0,3 M Ω 0,5 W	C_{11} 16 μF elettrol.
	C_{12} 8 μF »
	C_{13} 5000 $\mu\mu F$ mica

Sullo stesso corpo della resistenza R_5 sono avvolte 5 spire di filo di rame da 0,4 mm. Scopo di R_5 e di R_8 è di impedire la formazione di oscillazioni parassite ad altissima frequenza (specialmente nei casi delle combinazioni 1, 4 e 5).

L'impedenza J_3 di modulazione è da 4,2 H-80 mA (altri valori prossimi vanno ugualmente bene) essa si compone di 2200 spire filo 0,22 su nucleo avente 4 cm² di sezione con traferro di 0,2 mm.

La capacità C_1 si regola sino ad ottenere la massima indicazione nel milliamperometro (ossia 40 mA) tale massimo si regola variando la resistenza R_1 .

Quando l'emettitore funziona a vuoto ossia non collegato all'aereo la corrente anodica indicata dallo strumento è molto minore (dell'ordine di 10 mA). Tanto minore è l'indicazione a vuoto tanto migliore si può ritenere il rendimento.

Le bobine sono le stesse adottate per l'emettitore precedente in funzione della banda. Sebbene piccole di diametro, esse sono ugualmente buone perchè hanno un fattore di merito elevato e quindi dissipano poca energia in calore.

J_1 e J_2 sono due impedenze di alta frequenza esse si compongono di 300 spire filo 0,1 mm. su 16 mm. di diametro per le bande 1715 KH_z e 3 5 MH_z e di 60 spire dello stesso filo, distanziate 0,2 mm. per le altre bande

Un esempio di montaggio è illustrato dalla fig. 144. È necessario che tutte le precauzioni siano prese per evitare che la corrente di alta frequenza prodotta dall'oscillatore vada ad influenzare la griglia della preamplificatrice di bassa frequenza.

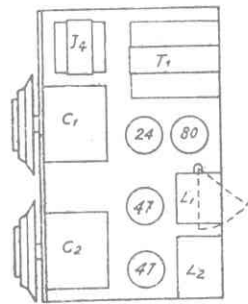


Fig. 144

In caso contrario, la corrente di AF può venire rivelata da detta valvola e la bassa frequenza che risulta dalla rivelazione può tornare sulla valvola modulatrice dando luogo a fenomeni di reazione a BF che possono causare forti distorsioni.

La valvola preamplificatrice dovrà dunque essere racchiusa entro uno schermo di metallo ed il filo che va alla griglia deve essere schermato. Può giovare una capacità di 100 µµF fra griglia e massa.

Le impedenze J_5 e J_6 sono del tipo per alta frequenza e si compongono di 100 spire filo 0,5 su tubo da 30 mm. avvolte in 4 bobine. Insieme ai condensatori C_7 e C_8 tali impedenze costituiscono un filtro la cui funzione è di impedire che la corrente di AF raggiunga la linea di alimentazione a corrente alternata, perchè se giunge attraverso le capacità disperse del trasformatore di alimentazione e agli elettrodi della raddrizzatrice, potrebbe giungervi modulata a frequenza industriale ed irradiata dalla rete, recare un forte disturbo alla trasmissione.

L'impedenza J_4 è una comune impedenza di filtro da 20 Henry circa con 80 mA di corrente.

Il trasformatore di alimentazione non presenta caratteristiche particolari, esso deve possedere un secondario da 2×300 volt (40 mA per ramo), un secondario da 5 V, 2 A se la raddrizzatrice è di tipo americano e da 4 V, 2 A se la raddrizzatrice è di tipo europeo ed infine un terzo secondario recante la tensione di accensione che può essere 63 V. (4 amp.) oppure 4 volt (5 A) o 2,5 volt (6 A) a seconda dei casi.

37) EMETTITORE RADIOTELEFONICO DI MEDIA POTENZA (10 W aereo)

L'emettitore presente ha il vantaggio sul precedente di una stabilità di frequenza notevolmente maggiore e di una potenza d'uscita più elevata. Esso però a differenza del precedente si presta particolarmente a comunicazioni stabili su di una frequenza ben definita.

È quindi necessario che chi desidera realizzarlo stabilisca prima quale è la frequenza sulla quale vuol fare le trasmissioni

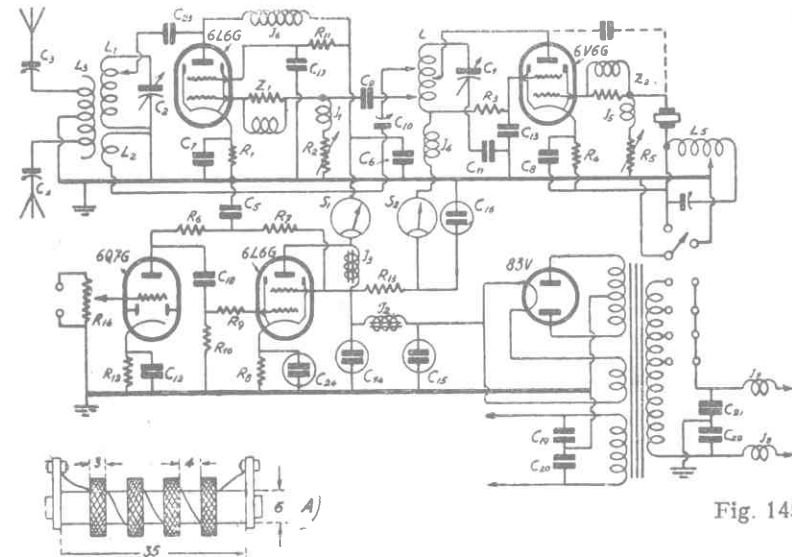


Fig. 145

per l'acquisto del cristallo e per la costruzione delle induttanze.

L'emettitore propriamente detto si compone di due stadi, uno oscillatore pilotato con cristallo di quarzo, il secondo amplificatore di *AF* di potenza, neutralizzato (fig. 145).

Le valvole impiegate sono due tetrodi a fascio elettronico « di potenza » per ricezione.

La 6V6G, di potenza minore, è usata nello stadio pilota e lavora da tetrodo, la 6L6G, di potenza maggiore è usata nello stadio d'amplificazione. Per la stabilizzazione è stata disposta una piccola capacità regolabile (C_{10}) fra la bobina di neutralizzazione L_4 e la bobina di placca della valvola-pilota 6V6G.

Alla modulazione provvede un amplificatore costituito da una valvola 6L6G preceduta da un triodo ad alto coefficiente di amplificazione (valvola '75 o 6Q7).

L'accoppiamento fra la 6L6G amplificatrice di *BF* e la 6L6G oscillatrice è ottenuto mediante una impedenza J_3 .

L'alimentazione del complesso è data da una valvola 83V a vuoto. Il filtraggio si ottiene mediante una impedenza J_2 di circa 20H capace di sopportare l'intensità anodica che si aggira sui 150 mA e mediante due condensatori elettrolitici da 8 μ F capaci di sopportare tensioni di punta di almeno 650 volt.

Due strumenti, S_1 e S_2 rispettivamente da 100 mA e da 50 mA fondo scala, controllano l'intensità anodica delle valvole che deve aggirarsi dai 65 a 80 mA per la 6L6 e 30 mA per la 6V6 oscillatrice.

La polarizzazione delle griglie di tali valvole è ottenuta in modo misto così da garantire che le griglie siano in ogni caso polarizzate e per avere anche una polarizzazione variabile in funzione all'intensità della oscillazione generata.

Se durante la messa a punto la 6V6G oscillasse a stento, si potrà disporre un piccolo condensatore (2pF circa) fra la placca e la griglia (collegamento punteggiato dello schema).

MONTAGGIO

I portavalvole relativi alle valvole 6V6, alla 6L6 ed al cristallo, si consigliano di materiale ceramico (frequenta) e ciò soprattutto in relazione alla particolare forma dello zoccolo che, ponendo vicini

piegini a potenziali molto diversi, può facilmente far nascere archi o perdite nel portavalvola.

Il montaggio viene eseguito su telaio di alluminio o di ferro; i variabili, gli strumenti ed i potenziometri sono però montati su di un pannello di alluminio verticale disposto frontalmente.

Le resistenze variabili R_5 e R_2 che vanno regolate una volta tanto sono costituite da due potenziometri che vengono montati senza manopola con l'albero corto e recante una intaccatura per essere regolati col cacciavite. La R_{14} invece è un potenziometro funzionante come tale e va regolata molto spesso a seconda della ampiezza del segnale applicato all'ingresso e della profondità di modulazione, essa è quindi provvista di manopola graduata.

Le impedenze J_1 , J_4 e J_5 sono uguali fra di loro e si compongono ciascuna di quattro bobinette a nido d'ape, in serie fra loro, di 40 spire di filo da 2/10 due coperture seta su cilindretti di ceramica di 6 mm. di diametro. Le misure e la realizzazione sono visibili in fig. 145 a.

Per le bobine L_1 , L_2 , L_3 e L_4 , a seconda della banda si assumeranno i dati seguenti:

Bobina L_2

Banda	Induttanza di L_2	Capacità d'accordo	N. Spire	Diametro del filo mm.	Lunghezza avvolgimento	Tubo	Fattore di merito Q
7 Mc	15 μ H	33,5	20	1	40	47	330
14 Mc	5,625 »	22,5	16	1	40	35	300
28 Mc	1,9 »	15,9	9,5	1	45	35	250

Bobina L_3

Si compone di 1/3 delle spire di L_2 e si accoppia in modo variabile a questa.

Bobina L_4

Si compone di 1/6 delle spire di L_2 e si accoppia in modo variabile a questa.

Bobina L_1

Banda	Induttanza di L_1	Capacità d'accordo	N. Spire	Diametro del filo mm.	Longhezza avvolgimento	Tubo	Fattura di merito Q
7 Mc	15 μH	33,5	30	90 \times 0,04	20	22	240
14 Mc	5,625 »	22,5	18,5	0,8	20	22	225
28 Mc	1,9 »	15,9	9,5	1	25	22	250

Con un unico cristallo di quarzo si può trasmettere su due bande adiacenti e, se il cristallo adatto, si può trasmettere anche su tutte e tre le bande.

Se il cristallo è da 7 Mc, esso può azionare il trasmettitore con la sua fondamentale. Cambiando le sole bobine, mettendo quelle per 14 Mc, il cristallo può continuare ad azionare il trasmettitore con la sua seconda armonica che è infatti 14 Mc. Infine, usando le bobine per 28 Mc si può, se il cristallo lo consente, utilizzare la quarta armonica del cristallo stesso. In questo caso la valvola 6V6 viene così a funzionare da duplicatrice e quadruplicatrice di frequenza. Per ottenere il funzionamento dell'oscillatore in queste condizioni è però necessario disporre sul circuito di catodo della 6V6G, nel tratto comune al ritorno a massa del cristallo, un circuito oscillatorio accordato sulla frequenza fondamentale del cristallo. L'accordo di tale circuito può essere fisso e rimane lo stesso per le bande 14 e 28 Mc, per la banda di 7 Mc il circuito oscillatorio in oggetto (C_{23} - L_5) viene cortocircuitato. I valori di L e di C per il predetto circuito oscillatorio sono quelli stessi di L_1 per la banda di 7 Mc.

I gruppi Z_2 e Z_3 sono costituiti da una resistenza chimica di 0,25 watt sulla quale sono avvolte 5 spire di filo da 6/10 distanziate. Il loro scopo è di impedire che nelle valvole si formino oscillazioni ad onde ultracorte. I valori relativi alle altre parti dell'apparecchio sono i seguenti:

R_1 150 ω	3 w	R_7 20.000 ω	0,5 w
R_2 25 000 ω regolabile	3 w	R_8 250 ω	1 w
R_3 10 000 ω fissa	2 w	R_9 500 ω	0,25 w
R_4 300 ω »	2 w	R_{10} 0,5 M Ω	0,5 w
R_5 50 000 ω regolabile	2 w	R_{11} 7.000 ω	1 w
R_6 150.000 ω fissa	1 w	R_{12} 4.000 ω	0,5 w

R_{13} 5 000 ω	8 w	C_{11} 5.000 μF	mica
R_{14} 0,5 M Ω	potenziometro	C_{12} 0,2 μF	carta
C_1	a seconda della banda	C_{13} 5.000 μF	mica
C_2	» » » »	C_{14} 8 μF	elettrol. 500 VL
C_3	capacità doppia di C_2	C_{15} 16 μF	» 500 VL
C_4	» » » »	C_{16} 8 μF	» 500 VL
C_5 0,2 μF	a carta	C_{17} 2.000 μF	mica
C_6 4.000 μF	mica	C_{18} 20.000 μF	carta
C_7 5.000 »	»	C_{19} 5.000 μF	mica
C_8 5.000 »	»	C_{21} »	»
C_9 500 »	»	C_{22} »	»
C_{10} 1,5-7 μF	regolabile	C_{23} »	»
		C_{23} 2.000 »	»
		C_{24} 10 μF	25 Volt elettrolitico

TRASFORMATORE D'ALIMENTAZIONE

Il trasformatore di alimentazione avrà le seguenti caratteristiche:

Tensioni primarie: 110 - 125 - 140 - 160 - 220; 42 - 50 periodi.
Avvolgimento AT 2×375 volt per una erogazione di 150 mA C.C.

1° Avvolgimento BT - 5 volt 3 ampère
2° Avvolgimento BT - 6,5 volt 4 ampère.

IMPEDENZE A B.F.

Impedenza J_3 di accoppiamento: è da 5 Henry circa per 120 mA.

Impedenza J_2 di filtro: è da 20 H per 150 mA.

Impedenze J_7 e J_8 sono impedenze per AF simili a quelle illustrate a pag. 207. Insieme con le capacità C_{21} e C_{22} costituiscono il filtro di rete che ha lo scopo di impedire che parte dell'energia ad AF sia irradiata dalla rete.

MESSA A PUNTO

Acceso l'apparecchio ed inserito il cristallo di quarzo al suo posto, se l'oscillatore pilota innesca regolarmente, lo stru-

mento S_2 deve segnare circa 25 mA. Regolando il condensatore C_1 si deve notare una brusca diminuzione di corrente quando il circuito $L_1 C_1$ si accorda con la fondamentale del quarzo (o con la sua 2^a o 4^a armonica se si lavora sulle bande di 14 e 28 MHz con circuito $L_5 C_{23}$ inserito). La corrente in S_2 deve aggirarsi intorno ai 35 mA fuori accordo e ai 20 mA ad accordo perfetto. Ciò si ottiene una volta raggiunto l'accordo regolando opportunamente la resistenza R_5 .

Se si lavora sulle bande 14 e 28 MC si regolerà il valore di C_5 sino ad ottenere la minima indicazione in S_2 .

Così regolato lo stadio pilota si passerà allo stadio di potenza. Se lo stadio pilota è irregolare, la corrente in S_1 quando non sia collegata l'antenna deve aggirarsi sui 20~30 mA. L'accordo di $L_2 C_2$ deve produrre una ulteriore riduzione della corrente.

Quando si inserisce l'aereo la corrente in S_1 sale notevolmente e, accordando C_3 e C_4 deve giungere sino a 60-70 mA.

Togliendo il cristallo la corrente di S_2 deve salire a 40 mA circa a quella di S_1 deve rimanere a 70-80 mA anche se si stacca l'aereo. Il trasmettitore deve cessare di funzionare. Se al contrario il trasmettitore continua a funzionare anche senza il cristallo e la corrente di S_1 si riduce a 20 mA circa senza il carico d'aereo allora significa che vi è ritorno di energia dallo stadio finale al pilota.

L'inconveniente può dipendere da cattivo schermaggio fra i due circuiti oscillatori $L_1 C_1$ ed $L_2 C_2$ che si accoppiano elettrostaticamente o magneticamente. Può anche dipendere dalla capacità interelettrodica della valvola 6L6 amplificatrice di AF e infine, se il circuito di neutralizzazione $L_4 C_{10}$ è inserito può dipendere dal fatto che questo non è regolato. Queste due ultime cause sono ovviamente connesse fra loro perchè quando $L_4 C_{10}$ è regolato la capacità interelettrodica è compensata e quindi scompaiono entrambe le cause di innesco.

L'esatto numero di spire da assegnare a L_3 dipende soprattutto dalle caratteristiche della linea e da quelle dell'aereo.

Se l'aereo è un dipolo, la sua resistenza di irradiazione è di 75 Ω e se la linea offre la stessa impedenza caratteristica il carico di 75 Ω si ritrova anche ai capi di L_3 . In queste condizioni si può anche eliminare la coppia di condensatori $C_3 C_4$

In questo caso la messa a punto dell'accoppiamento fra L_3 e L_2 può essere fatta mettendo una resistenza di 75 Ω (recante in serie un amperometro per alta frequenza) fra i capi delle prese di L_3 regolando l'accoppiamento fino ad ottenere la massima indicazione. In mancanza dell'amperometro si può fare uso di una lampadina ad incandescenza. La corrente si aggira intorno ai 300 mA (0,3 A), dal suo aumento si può dedurre la percentuale di modulazione (vedi pag. 185).

La percentuale di modulazione anche nella migliore ipotesi non supera l'80 % in questo trasmettitore ed è appunto intorno a tale valore che nasce una notevole distorsione che non è affatto presente se ci si mantiene anche di poco al di sotto.

Va rilevato in proposito che in una trasmissione normale si registrano massimi di modulazioni del 70 % circa di assai breve durata e molto raramente si eccede da tale valore.

38) EMETTITORE RADIOTELEGRAFICO DI MEDIA POTENZA (20 W aereo)

Questo emettitore, come il precedente, utilizza valvole « di potenza » da ricezione e, come quello, si addice ai dilettanti che non dispongono di grandi mezzi.

Si è tenuto conto del fatto che chi si diletta in trasmissioni radiotelegrafiche desidera principalmente farsi sentire a distanze notevoli, mentre invece chi trasmette fonia desidera soprattutto di esser ricevuto bene, con modulazione chiara.

Questo ricevitore perciò è stato previsto per una potenza maggiore del precedente (circa il doppio). L'onda emessa non è modulata, essa è resa audibile nei ricevitori mediante i rispettivi oscillatori locali. Siccome in questo caso, per permettere l'ottenimento d'una nota pura e stabile in ricezione, si richiede una notevole stabilità di frequenza, si è reso qui necessario l'uso del cristallo di quarzo.

La manipolazione si effettua interrompendo il circuito di catodo della valvola pilota per evitare alterazioni della nota durante le interruzioni. Per garantire l'integrità dell'isolamento del catodo viene allo scopo usato per questa valvola un apposito avvolgimento di accensione non collegato alla massa.

Quale valvola pilota si fa uso in questo trasmettitore di una 6V6G funzionante da tetrodo oscillatore a cristallo.

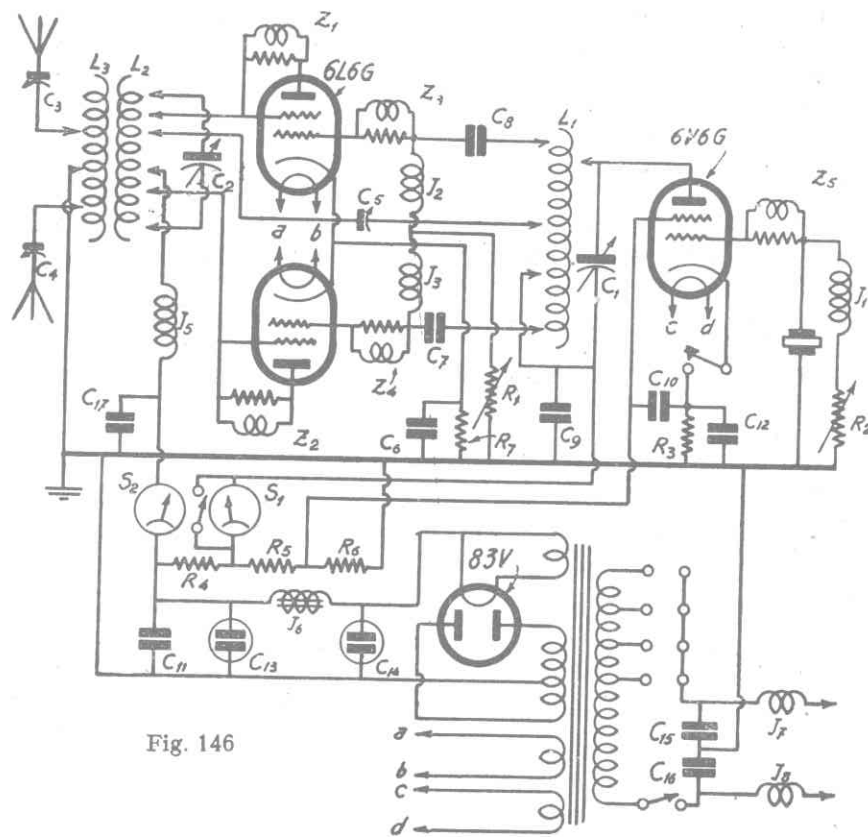


Fig. 146

Quali valvole amplificatrici di AF di potenza sono state impiegate due 6L6G funzionanti da triodi in controfase (fig. 146).

Le tensioni di griglia delle valvole sono ottenute in modo misto, per caduta sul catodo e per corrente di griglia.

I dati relativi alle induttanze e alle impedenze non si differenziano da quelli del trasmettitore precedente e perciò non vengono qui ripetuti.

Il piano di montaggio è visibile, nel suo insieme, in fig. 147; esso differisce da quello dell'emettitore precedente perchè non comprende l'amplificatore di bassa frequenza.

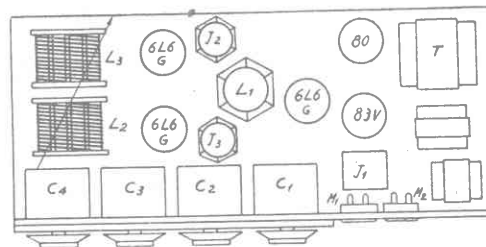


Fig. 147

Come per l'emettitore precedente, l'induttanza d'aereo deve poter essere accoppiata in modo variabile all'induttanza di placca dello stadio finale (L_2) mentre, viceversa, l'induttanza d'ingresso di tale stadio (L_1) deve essere disposta in modo

da non potersi accoppiare con quella di placca e deve essere perciò disposta preferibilmente sotto il piano del telaio.

Per la messa a punto di questo emettitore ci si può valere delle norme suggerite per l'emettitore precedente. Tuttavia in questo caso le difficoltà per conseguire la completa regolarità di funzionamento sono maggiori perchè lo stadio amplificatore di potenza è del tipo bilanciato.

Infatti è necessario che le tensioni tanto all'ingresso delle valvole di potenza che all'uscita di queste siano esattamente equilibrate e per ottenere ciò è necessario ritoccare spesso le prese sulle bobine regolando volta per volta la neutralizzazione.

Le correnti indicate dai due strumenti S_1 ed S_2 sono rispettivamente:

A tasto aperto: S_1 indica zero e S_2 indica 140 mA circa.

A tasto chiuso — senza carico d'antenna: S_1 indica 20 mA ed S_2 indica 35 mA circa.

A tasto chiuso — con carico d'antenna: S_1 indica 20 mA ed S_2 indica 120 mA circa.

Le resistenze R_1 ed R_2 sono regolabili in modo da ottenere i voluti valori di corrente in S_1 ed S_2 .

I gruppi Z_1 Z_2 Z_3 Z_4 e Z_5 sono identici a quelli omonimi descritti nell'emettitore precedente. Il loro scopo è di impedire la formazione di oscillazioni parassite.

Le induttanze sono identiche a quelle dell'emettitore precedente, varia solo la disposizione delle prese.

In questo caso le valvole di potenza funzionano da triodi quindi l'impedenza ottima di carico anodico dovrebbe essere minore. Siccome però si tratta di uscita in controfase, fra le prese relative alle due placche deve intercorrere press'apoco lo stesso numero di spire che si trovava fra uscita di placca e massa dell'emettitore precedente.

Una accurata messa a punto va fatta in base al rendimento, spostando cioè le prese sino ad ottenere con la minima corrente anodica (strumento S_2) la massima indicazione dello strumento indicatore della corrente d'aereo.

Se il cristallo è unico per varie frequenze si dovrà inserire in serie al catodo della 6V6G il circuito oscillatorio reiettoe già indicato per l'emettitore precedente.

I valori delle varie parti sono i seguenti;

C_1	vedi emettitore precedente	R_1	20.000 Ω regolabile 3 W
C_2	» » »	R_2	50.000 Ω » 2 W
C_3	» » »	R_3	300 Ω a filo
C_4	» » »	R_4	3.000 Ω 3,5 watt
C_5	15 - 7 $\mu\mu F$ regolabile	R_5	5.000 Ω 2 W
C_6	5000 $\mu\mu F$ mica	R_6	20.000 Ω 2 5 W
C_7	500 » »	R_7	100 Ω a filo 2 W
C_8	500 » »		
C_9	5000 » »		
C_{10}	5000 » »		
C_{11}	2 μF carta		
C_{12}	5000 $\mu\mu F$ mica		
C_{13}	16 μF elettrolitico		750 VP
C_{14}	16 » »		750 VP
C_{15}	5000 $\mu\mu F$ mica		
C_{16}	5000 » »		
C_{17}	5000 » »		

Le tensioni ed intensità che deve fornire il trasformatore di alimentazione sono le seguenti:

Tensioni primarie: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 V.

Tensione secondaria AT: 2×400 volt - 100 mA per ramo.

1° Secondario BT: V. 5 - A. 3

2° » BT: V. 6 3 - A. 3

3° » BT: V. 6 3 - A. 2

Impedenza J_6 - Induttanza 15 Henry circa a 200 mA.
(resistenza ohmica non superiore a 200 ohm)

Strumenti: S_1 milliamperometro 54 mA f.s.

S_2 » » 200 mA »

39) EMETTITORE RADIOFONICO AD O.C. DI POTENZA (50 aereo)

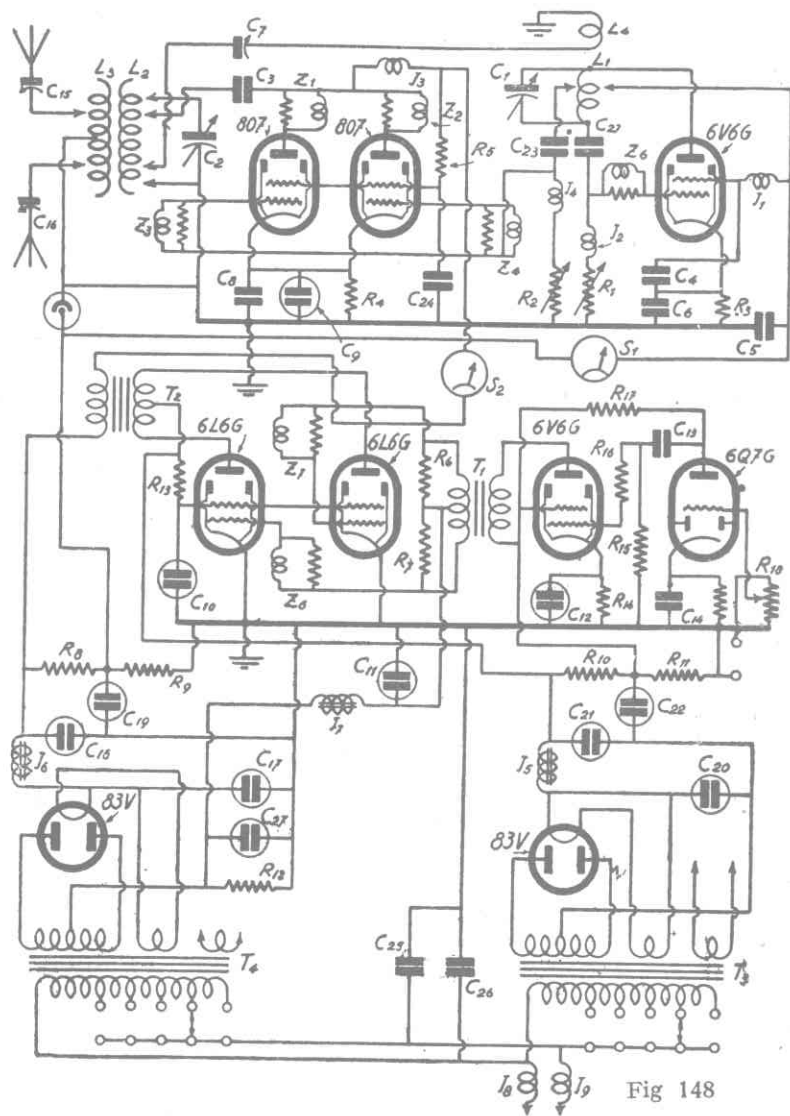
L'emettitore in oggetto costituisce una realizzazione che pur mantenendosi nelle possibilità del dilettante, in quanto è realizzato con valvole da noi reperibili e di costo relativamente modesto, consente di effettuare comunicazioni anche a notevoli distanze con buoni risultati anche nei riguardi della fedeltà di modulazione e della stabilità di frequenza.

La parte ad AF di questo apparecchio è costituita a due valvole 807 (tipo americano) in parallelo, debitamente neutralizzate, funzionanti in classe C, pilotate da una 6V6G oscillatrice.

La modulazione non viene effettuata sullo stadio pilota (come a tutta prima sembrerebbe conveniente di fare per economizzare la potenza necessaria alla modulazione) ma sullo stadio finale e precisamente sui circuiti anodici. La ragione che ha suggerito tale disposizione è quella di mantenere stabile la frequenza dell'oscillazione emessa anche sotto l'azione d'una forte modulazione.

Se la modulazione si fosse effettuata sullo stadio pilota, ogni variazione di tensione avrebbe prodotta una variazione di frequenza per cui l'emettitore stesso sarebbe risultato modulato in frequenza oltre che in ampiezza.

NOTA. — Lo strumento S_1 deve essere provvisto di un interruttore che permetta di cortocircuitarlo quando trasmette, e ciò al fine di evitarne il danneggiamento durante la manipolazione del tasto.



Questo inconveniente che può essere tollerato in un emettitore di modeste pretese (come ad esempio quello descritto al § 36) non si può ammettere in emettitori cui si affidino comunicazioni a grande distanza come quello in oggetto.

L'energia di *AF* che lo stadio di potenza eroga complessivamente si aggira sui 70 watt. Per modulare totalmente questa potenza è necessaria una potenza di *BF* pari alla metà di essa ossia di 35 watt che deve considerarsi indistorta (praticamente contenente al massimo il 7% di armoniche).

Per ottenere una potenza di *BF* così rilevante il metodo più economico è di ricorrere all'amplificazione in classe *B*. Vengono allo scopo utilizzate due valvole 6L6G in contofase, funzionanti con corrente di griglia, pilotate a loro volta da una valvola capace di fornire potenza ai circuiti di griglia, questa valvola è una 6V6G.

Malgrado la notevole potenza richiesta, le valvole funzionano ancora lontane dal sovraccarico quindi in condizioni favorevoli rispetto alla fedeltà.

La valvola 6V6G è preceduta a sua volta da una comune preamplificatrice di tensione in classe *A*, si tratta della 6Q7G che conferisce all'amplificatore una elevata sensibilità cosicché può essere usato un microfono di buona qualità quale un tipo a corrente trasversale od un piezoelettrico. Per l'uso di microfoni elettrostatici o elettrodinamici è necessario una ulteriore preamplificazione.

Sebbene in questo apparecchio non vengano usate tensioni molto alte sono tenute relativamente alte le correnti anodiche che complessivamente raggiungono i 350 mA. Questo fatto implicherebbe l'uso di un alimentatore di notevoli proporzioni.

Per evitare accoppiamenti dannosi, per risolvere senza difficoltà il problema della polarizzazione delle valvole funzionanti in classe *B* e per rendere più agevole il problema dell'alimentazione si è qui adottato l'impiego di due alimentatori separati nei quali viene usata la valvola 83V che consente la rettificazione d'una corrente notevole (200 mA) ed essendo a riscaldamento indiretto impedisce che all'atto della inserzione della corrente si formino tensioni di punta elevate dal momento che questa valvola comincia ad emettere quando le altre valvole dell'apparecchio sono definitivamente accese.

Uno degli alimentatori in oggetto provvede all'alimentazione della parte ad alta frequenza ossia delle due valvole di potenza 807 e della 6V6 pilota, l'altro alimentatore provvede invece a fornire tensioni anodiche e di accensione alle due 6L6G funzionanti da amplificatrice di potenza a BF ed alle relative valvole preamplificatrici.

Come è noto, per far funzionare le valvole in classe B è necessario fornire loro una tensione negativa di griglia tanto forte da portarle a funzionare quasi all'interdizione ossia quasi senza corrente anodica.

È però necessario che tale tensione vari il meno possibile. Se la si dovesse ricavare per caduta sui catodi, quando vi è il massimo segnale all'ingresso, per il caratteristico comportamento della classe B, si avrebbe un aumento fortissimo della corrente anodica e quindi anche la predetta tensione negativa salirebbe fortemente tendendo a frenare l'amplificazione dello stadio.

Il problema di fornire una tensione negativa stabile è qui stato risolto prelevandola dal ritorno anodico dell'alimentatore degli stadi di AF nel qualescorre una corrente pressochè costante ed indipendente dalle correnti dello stadio amplificatore di BF in classe B.

La caduta che viene all'uopo provocata nell'alimentatore degli stadi di AF va però a scapito della tensione anodica per le valvole 807 e quindi per questo alimentatore si fa uso di un trasformatore che fornisce una tensione leggermente superiore.

La tensione anodica della 6V6G pilota viene regolata automaticamente da una lampada al neon all'uopo predisposta.

La stazione viene disposta su di una intelaiatura posteriormente alla quale trovano posto quattro mensole sulle quali vengono collocati i quattro telai costituiti rispettivamente dalla parte a AF, dall'amplificatore BF, dall'alimentatore della parte BF, e dall'alimentatore della parte ad AF.

Anteriormente, ad ogni mensola corrisponde un pannello. Il primo, cominciando dall'alto, reca i comandi dei condensatori variabili. Il secondo reca i due strumenti di misura ed il regolatore di ingresso dell'amplificatore di BF. Il terzo reca l'interruttore generale e una lampadina spia, il quarto infine è cieco.

L'intero complesso si può chiudere posteriormente con un un coperchio di lamiera forato per permettere l'aerazione.

In complesso, l'apparecchio non presenta particolarità di speciale rilievo; fra le parti, le piu' degne di interesse sono i due trasformatori T_1 e T_2 .

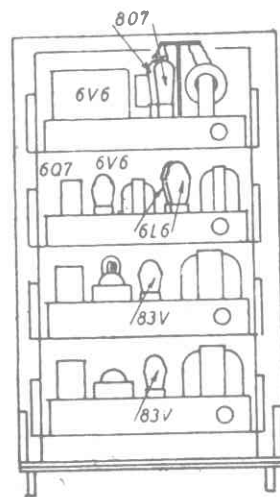


Fig. 149

Il trasformatore T_1 è un comune trasformatore di ingresso per stadi in classe B. Contrariamente ai trasformatori analoghi per classe A, il rapporto di questo trasformatore è in discesa anzichè in salita. I dati per realizzarlo sono i seguenti:

Nucelo cm^2 4, traferro 0,2 mm.

Spire primarie 3200, filo 0,15 mm. smaltato.

Spire secondarie 1500+1500, filo 0,18 mm. smaltato.

Il trasformatore T_2 è particolarmente adatto per la modulazione, esso è di notevoli dimensioni essendo previsto per una potenza di 59 watt in corrente alternata.

Per due valvole 6L6G funzionanti in classe B, il carico ottimo fra le placce è di 4000 ohm, per contro la resistenza offerta dai circuiti anodici delle due 807 complessivamente è di 2500 ohm. Il rapporto da dare pertanto al trasformatore è:

$$\sqrt{4000:2500} = 1,25$$

Il nucleo ha sezione di 9 cm^2 lordi ed ha traferro di 0,35 mm. Il primario si compone di 2200 spire complessive con presa al centro (attacco al positivo anodico) di filo da 0,15 mm.; il secondario si compone di 1800 spire di filo da 0,22 mm.

I valori relativi agli altri organi componenti sono:

C_1	60 μF ad aria variabile	C_7	1,5 - 7 μF
C_2	60 " " "	C_8	10.000 " "
C_3	1.000 " mica	C_9	50 μF elettr. (50 VP)
C_4	5.000 " "	C_{10}	8 " " (650 VP)
C_5	5.000 " "	C_{11}	32 " " (200 VP)
C_6	10.000 " "	C_{12}	50 " " (50 VP)

C_{13} 20.000 $\mu\mu F$ carta	R_3 300 Ω filo
C_{14} 0,1 " "	R_4 100 Ω » 2 w
C_{15} doppio di C_2 variabile aria	R_5 10.000 Ω » 4 w
C_{16} " " " " " "	R_6 10.000 Ω » 2 w
C_{17} 32 μF electr. (750 VP)	R_{16} 500 Ω 0 25 w
C_{18} 16 " " (750 VP)	R_7 10.000 Ω » 2 w
C_{19} 8 " " (650 VP)	R_8 4.000 Ω » 8 w
C_{20} 32 " " (750 VP)	R_{18} 0,5 M Ω potenziometro
C_{21} 16 " " (750 VP)	R_9 15.000 Ω » 6 w
C_{22} 8 " " (650 VP)	R_{10} 3.500 Ω » 4 w
C_{23} 500 $\mu\mu$ mica	R_{11} 18.000 Ω 4 w
C_{24} 3.000 " "	R_{12} 400 Ω 6 w
C_{25} 10.000 " "	R_{13} 5.000 Ω 3 w
C_{26} 10.000 " "	R_{14} 400 Ω 2 w
C_{27} 32 μ (200 VL) electr.	R_{15} 0,3 M Ω 0,5 w
R_1 50.000 Ω regolabile	R_{17} 0,2 M Ω 0,5 w
R_2 25.000 Ω " "	

J_8 e J_9 sono le solite impedenze di AF di rete già descritte per gli emettitori precedenti. I gruppi $Z_1 Z_2 Z_3 Z_4 Z_5 Z_6 Z_7$ sono realizzati in modo identico ai gruppi omonimi descritti per gli emettitori stessi.

Le impedenze $J_1 J_2 J_3 J_4$ sono tutte identiche fra loro e sono costituite da quattro bobinette a nido d'ape di 40 spire l'una, in serie fra loro ed avvolte su di un tubetto di ceramica da 6 mm. di diametro (v. fig. 145A).

Le impedenze J_5 e J_6 sono impedenze di filtro di 10 Henry a 150 mA.

I trasformatori T_3 e T_4 di alimentazione hanno le seguenti caratteristiche:

Tensioni primarie 110 - 125 - 140 - 160 - 220.

T_3	T_4
Sec. AT:	Sec. AT 2 \times 425 V:
2 \times 375 V 80 mA per ramo	100 mA per ramo
1° sec. BT: 5 V - 3 A	1° sec. BT: 5 V - 3 A
2° sec. BT: 6,3 V - 5 A	2° sec. BT: 6,3 V - 5 A

Le bobine $L_1 L_2 L_3$ e L_4 sono sostituite come segue:

Bobina L_2

Banda	Induttanza di L_2	Capacità di accordo	N. Spire	Diametro del filo	Diametro del tubo	Lunghezza avvolgimento	Fattore di merito Q
7 Mc	10,6 μH	47 $\mu\mu F$	20	1	50	80	300
14 Mc	4 μH	32 $\mu\mu F$	10	2	50	40	300
28 Mc	1,35 μH	22 $\mu\mu F$	5,5	2	50	50	280

Bobina L_3

Per la banda 7 Mc: spire 6 diametro 70 mm., esterna ad L_2 ed accoppiabile in modo variabile.

Per le bande 14 e 28 Mc: 1/3 delle spire di L_2 diametro 50 mm. accoppiabile per affiancamento.

Bobina L_4

Si compone di 1/6 delle spire di L_1 si accoppia in modo variabile.

Bobina L_1

Bande	Induttanza di L_1	Capacità di accordo	N. Spire	Diametro del filo	Diametro del tubo	Lunghezza avvolgimento	Fattore di merito Q
7 Mc	10,6 μH	47 $\mu\mu F$	25	90 \times 0,04	22	20	250
14 Mc	4 μH	32 $\mu\mu F$	15,5	0 8	22	20	250
28 Mc	1,35 μH	22 $\mu\mu F$	8	1	22	25	230

I condensatori C_1 e C_2 possono essere gli stessi per le tre bande perchè è possibile trovare condensatori variabile del valore massimo di 60-70 $\mu\mu F$ con capacità residue di circa 10 $\mu\mu F$.

È necessario che questi condensatori abbiano le lamine ben distanziate dovendo resistere a tensioni di punta prossime ai 1000 volt ad alta frequenza. Si consiglia di osservare l'apparecchio in funzione nell'oscurità per accertarsi che non vi siano scariche

od effluvi nelle bobine, nei condensatori e negli isolanti. L'accoppiamento fra L_3 ed L_4 andrebbe regolato in modo che il fattore di merito del circuito oscillatorio $L_2 C_2$ scenda sino a 12. Non è però a tutti possibile accertare questa condizione, rimane in tale caso la risorsa di regolare l'accoppiamento per il massimo rendimento (come è indicato nella descrizione dell'apparecchio precedente).

Gli strumenti S_1 ed S_2 sono rispettivamente costituiti da un milliamperometro da 50 mA e da un milliamperometro da 200 mA.

41) EMETTITORE RADIOTELEFONICO AD O.C. DI POTENZA (120 W antenna (1))

L'apparecchio, il cui schema è visibile in fig. 150 è uno degli emettitori più perfezionati e completi per onde corte e cortissime

È facile rilevare a colpo d'occhio che al crescere della potenza e della qualità dell'emettitore ci si allontana sempre più dalla semplicità dei circuiti delle stazioni da pochi watt per avvicinarsi alla complessità delle stazioni per radiodiffusione circolare.

L'emettitore in questione ha una notevolissima stabilità di frequenza e permette comunicazioni permanenti a grandissime distanze. S'intende che i risultati sono sempre strettamente dipendenti del tipo dell'aereo usato e soprattutto dal luogo nel quale esso sorge.

L'emettitore nel suo insieme ha il seguente funzionamento:

1) La valvola T_1 (TC.04/10) è la sorgente delle oscillazioni la cui frequenza è data dal cristallo di quarzo che si trova nel suo circuito di griglia. Il circuito anodico $L_1 C_1$ di tale valvola andrà accordato ad una frequenza lievemente superiore a quelle del cristallo (§ 27). L'innesco delle oscillazioni è controllato dal milliamperometro A_5 .

2) L'oscillazione di AF presente nel circuito anodico della T_1 viene trasferita per accoppiamento elettrostatico (a mezzo di C_{32}) sul circuito oscillatorio $C_2 L_2$ di entrata della valvola successiva ($TQ 05/15$). Questa amplifica l'oscillazione stessa e, fun-

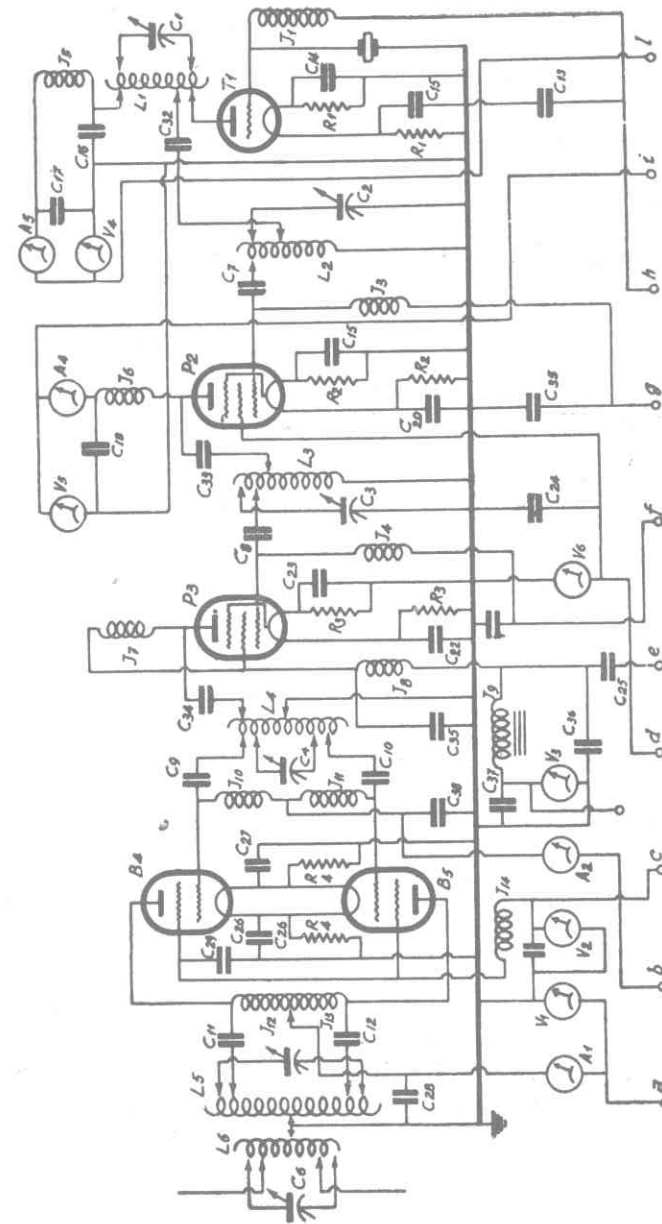


Fig. 150

zionando con griglia assai negativa, produce una notevole deformazione del periodo con conseguente formazione di armoniche (§ 29).

3) Mediante accoppiamento ad impedenze capacità, l'oscillazione ad AF viene inviata sul circuito oscillatorio $L_3 C_3$ della terza valvola P_3 che è accordato su di una frequenza doppia di quella del cristallo.

La valvola P_3 amplifica tale oscillazione regolarmente e la invia al circuito oscillatorio che comanda le griglie delle due valvole di potenza.

L'amplificazione operata da questa valvola (P_3) non è però costante ma varia al variare del potenziale della griglia schermo

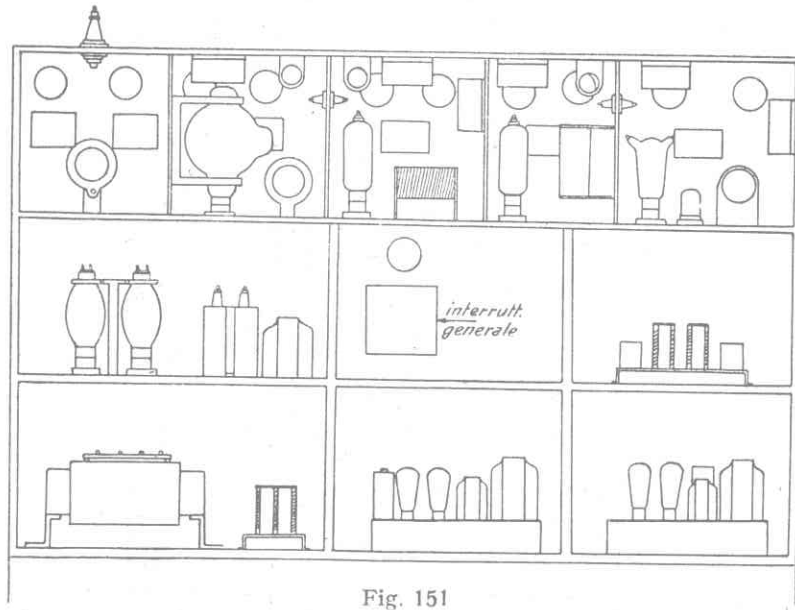


Fig. 151

(1) — Questo emettitore fa uso di valvole non facilmente reperibili e di produzione non più recente, la descrizione presente però ha sempre interesse come esempio di realizzazione.

e di placca il quale si mantiene costante in assenza di BF nell'amplificatore connesso attraverso alla capacità C_{25} , ma assume valori variabili a BF non appena giunge un suono al microfono.

4) L'oscillazione modulata che, come si è detto, giunge sul circuito oscillatorio dello stadio di potenza $B_4 B_5$ (valvole $QB 2/75$) viene definitivamente amplificata ed irradiata dall'aereo.

Quando l'emettitore sia completamente a posto si deve verificare la condizione per cui shuntando il cristallo con un condensatore di forte capacità deve cessare completamente la corrente d'aereo.

L'emettitore è montato in diverse scatole di rame (o alluminio) intercomunicanti. Ad ogni stadio è destinata una scatola.

Le scatole sono tutte connesse fra di loro ed insieme alla massa generale (fig. 151).

La prima scatola contiene: la valvola $TC04/10$ con relativi sostegni, il cristallo pilota, l'impedenza J_1 , l'induttanza L_2 , il variabile C_1 , le capacità $C_{13} C_{14} C_{15} C_{16} C_{17} C_{32}$, l'impedenza J_5 , gli strumenti V_4 e A_5 , la resistenza R_1 .

La seconda scatola contiene: La valvola $TQ05/15$, il circuito oscillatorio $L_2 C_2$, il condensatore C_7 , il $C_{20}, C_{21}, C_{18}, C_{24}, C_{33}$, l'impedenza J_6 , la J_3 , gli strumenti V_5 e V_6 , la resistenza R_2 .

La terza scatola contiene: la valvola $TQ05/15$ modulatr. con supporti, l'induttanza L_3 , il variabile C_3 , i fissi $C_8, C_{22}, C_{23}, C_{19}, C_{34}, C_{35}, C_{36}, C_{25}$, i tre strumenti A_3, V_3 e V_5 , le impedenze $J_4 J_7 J_8 J_9$, la resistenza R_3 .

La quarta scatola contiene: Le due valvole di potenza $QB 2/75$, il circuito oscillatorio $L_4 C_4$, le impedenze $J_{10}, J_{11}, J_{12}, J_{14}$, le capacità $C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{26}, C_{27}, C_{29}, C_{28}, C_{30}$.

Infine la quinta scatola che a differenza delle altre sarà preferibilmente di materiale isolante (bakelite), contiene i variabili C_5 e C_6 , le induttanze L_3 e L_6 , il regolabile C_{31} .

Le impedenze J_{10} e J_{11} potranno essere disposte coassialmente in modo da presentare i due attacchi relativi alle griglie delle $QB 2/75$ alle due estremità più lontane e da offrire un senso unico di avvolgimento procedendo dall'attacco di una griglia

verso quello dell'altra. La stessa cosa si dica della J_{12} e della J_{13} rispetto alle placche della $Q B 2/75$. I due sistemi di impedenze devono essere disposti in modo da non influenzarsi reciprocamente (assi perpendicolari).

Lo stesso accorgimento va osservato per la J_{14} la quale però si presta assai meno agli accoppiamenti. Così la J_1 dovrà essere montata con l'asse magnetico perpendicolare alla J_5 ; la J_3 perpendicolare alla J_6 ; la J_4 perpendicolare alla J_7 ed entrambe perpendicolari alla J_8 .

Si dovranno evitare con cura anche gli eventuali accoppiamenti fra induttanze e impedenze.

I condensatori variabili C_1, C_4, C_5, C_6 , dovranno avere le armature mobili indipendenti (isolate) dalla carcassa come le fisse. La carcassa va in questo caso connessa alla massa dell'apparecchio. Gli alberi di tali condensatori sono di materiale isolante (ebanite).

Valori dei componenti dell'emettitore propriamente detto:

C_1 variabile	150 $\mu\mu F$	minima perd.	ad aria e quarzo o frequenta
C_2 »	150 $\mu\mu F$	»	»
C_3 »	100 $\mu\mu F$	»	»
C_4 »	100 $\mu\mu F$	»	»
C_5 »	100 $\mu\mu F$	»	»
C_6 »	100 $\mu\mu F$	»	»
C_7 fissa	2000 $\mu\mu F$ mica	C_{25} fisso	4 μF carta
C_8 »	2000 $\mu\mu F$	C_{26} »	10000 $\mu\mu F$ mica
C_9 »	2000 $\mu\mu F$	C_{27} »	10000 $\mu\mu F$ »
C_{10} »	2000 $\mu\mu F$	C_{28} »	10000 $\mu\mu F$ »
C_{11} »	2000 $\mu\mu F$	C_{29} »	10000 $\mu\mu F$ » pot.
C_{12} »	2000 $\mu\mu F$	C_{30} »	0,1 μF carta alto isol.
C_{13} »	5000 $\mu\mu F$	C_{31} reg.	15 $\mu\mu F$ aria
C_{14} »	5000 $\mu\mu F$	C_{32} fisso	100 $\mu\mu F$ mica min, perd.
C_{15} »	5000 $\mu\mu F$	C_{33} »	1000 $\mu\mu F$ »
C_{16} »	5000 $\mu\mu F$	C_{34} »	1000 $\mu\mu F$ »
C_{17} »	20000 $\mu\mu F$ carta	C_{35} »	1000 $\mu\mu F$ »
C_{18} »	20000 $\mu\mu F$	C_{36} »	1000 $\mu\mu F$ »
C_{19} »	20000 $\mu\mu F$	C_{37} »	2 μF carta
C_{20} » :	5000 $\mu\mu F$ mica	C_{38} »	10000 $\mu\mu F$ mica

C_{21} »	5000 $\mu\mu F$	»	L_1	2 $\times 10 \Omega$ a filo
C_{22} »	5000 $\mu\mu F$	»	L_2	2 $\times 10 \Omega$ »
C_{23} »	5000 $\mu\mu F$	»	L_3	2 $\times 10 \Omega$ »
C_{24} »	5000 $\mu\mu F$	»	L_4	2 $\times 20 \Omega$ »
V_1	2000	Vi. s.	R_1	300 mA f. s.
V_2	1000	»	R_2	10 »
V_3	500	»	R_4	75 »
V_4	750	»	R_5	75 »
V_5	750	»		
V_6	500	»		

INDUTTANZE DI AF

A cagione del pilotaggio a cristallo questo emettitore non può molto facilmente variare onda.

Il valore delle induttanze va dunque scelto in relazione alla frequenza del cristallo.

ONDA 7 m.; cristallo m. 14

	Spire totali	Spire efficaci	Distanza fra le spire	diametro	conduttore
L_1	8	6,5	10 mm	6,5 cm	1,5 mm argentato
L_2	8	6,5	10 »	6,5 »	1,5 »
L_3	4	2,5	10 »	6,5 »	1,5 »
L_4	4	2,5	10 »	6,5 »	1,5 »
L_5	4	2,5	10 »	6,5 »	4,5 tubo
L_6	4	2,5	10 »	6,5 »	4,5 »

ONDA m. 25; cristallo m. 50

	Spire totali	Spire efficaci	Distanza fra le spire	diametro	conduttore
L_1	21	19	5 mm	6 cm.	1,5 mm argentato
L_2	21	19	5 »	6 »	1,5 »
L_3	12	11	5 »	6 »	1,5 »
L_4	12	11	5 »	6 »	1,5 »
L_5	12	11	5 »	6 »	3,5 »
L_6	12	11	5 »	6 »	3,5 »

ONDA m. 50; cristallo m. 100

	Spire totali	Spire efficaci	Distanza fra le spire	diametro conduttore	conduttore
L_1	42	42	1 mm.	5 cm.	1 mm
L_2	42	42	1 »	5 »	1 »
L_3	23	23	1 »	5 »	1 »
L_4	23	23	1 »	5 »	1 »
L_5	19	19	1 »	6 »	2,5 »
L_6	19	19	1 »	6 »	2,5 »

Tutti gli attacchi alle induttanze andranno fatti con conduttori scorrevoli lungo le spire che andranno fissate con saldature a stagno a taratura finita.

MODULAZIONE

In questo emettitore, la modulazione si compie agendo sulla corrente di griglia schermo e di placca, dell'ultima valvola preamplificatrice di *AF*, tuttavia essendo tale valvola di potenza considerevole, si deve disporre di un amplificatore di *BF* capace di fornire con un minimo di distorsione la potenza necessaria alla piena modulazione.

È stato scelto a tale fine un amplificatore costituito da una *AL 5* (pentodo finale di potenza) pilotato da un pentodo preamplificatore *WE 23* (fig. 152)

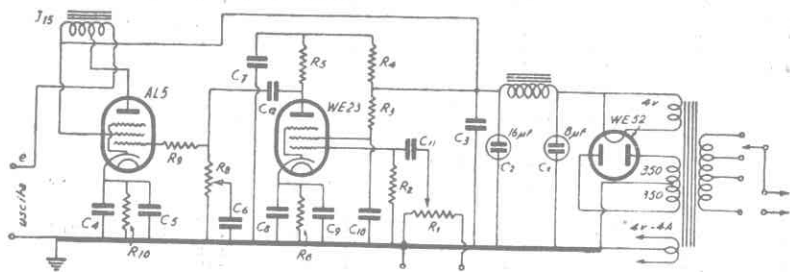


Fig. 152

L'elevata pendenza della *AL 5* e la forte amplificazione della *WE 23* fanno di tale amplificatore un complesso ad altissima

sensibilità che può essere azionato anche da microfoni a debole uscita

L'accoppiamento fra l'amplificatore di *BF* e la valvola modulatrice è ottenuto mediante un autotrasformatore. Essendo di 3800Ω il valore di impedenza ottimo per la *AL 5* e di 10.000Ω quello offerto dalla valvola modulatrice, il rapporto di trasformazione sarà: $k = \sqrt{10.000/3800} = 1,6$ L'autotrasformatore in oggetto rimarrà così costituito da 2800 spire di filo da 0,2 mm. più 1650 spire di filo da 0,15 in tutto 4450 spire, su nucleo avente 4 cm^2 di sezione e 0,2 mm. di traferro.

Se si vuole giungere al 100% di modulazione si possono usare due *AL 5* in parallelo purchè si dimezzi il valore della resistenza di catodo e si usi un autotrasformatore con rapporto di 2,3 in luogo di 1,6. In tale caso, le spire dell'avvolgimento sono 2100 filo da 0,3 più 2700 spire di filo da 0,15 su nucleo avente 6 cm^2 di sezione e 0,3 mm. di traferro.

Il tratto percorso dalla corrente delle *AL 5* è ovviamente nel primo caso costituito dalle 2800 spire e nel secondo dalle 2100 spire.

Gli altri valori relativi all'amplificatore sono i seguenti:

R_1	1 M Ω potenziom.	C_1	8 μF elettrolitico 500 V
R_2	1 M Ω 1/2 W	C_2	16 μF elettrolitico 500 V
R_3	0,5 M Ω 1/2 W	C_3	1 μF carta
R_4	0,02 M Ω 1/2 W	C_4	50 μF elettrolitico 15 V
R_5	0,25 M Ω 1 W	C_5	1 μF carta
R_6	4.000 ohm 1/2 W	C_6	4000 μF mica
R_8	0,2 M Ω potenziom.	C_7	1 μF carta
R_9	300 ohm 1/2 W	C_8	10 μF elettrolitico 30 V
R_{10}	175 ohm 1 W	C_9	1 μF carta
		C_{10}	0,1 μF carta

ALIMENTATORI

1. - L'alimentazione delle due valvole di potenza *QB 2/75* è realizzata con due valvole 1200 (o simili) alimentate ciascuna da un secondario a 1700 volt. Il trasformatore d'alimentazione è da 500 watt ed ha le seguenti caratteristiche:

Sezione netta nucleo cm.^2 25

Spire primarie per volt 2,2 - Spire secondarie per volt 2,5

Primario

110 V	4,55 A	spire 242	filo 17/10
130 V	4 A	» 272	» 16/10
160 V	3,12 A	» 352	» 15/10
220 V	2,27 A	» 484	» 13/10

Secondario

2×1700 V - 120 mA (per ramo)

Spire 8500 con presa al centro filo 1/10.

4 V - 8 A; spire 10 filo 25/10.

L'impedenza di filtro è una comune impedenza da 16 H e 200 mA (è bene anzi disporre due dello stesso tipo in serie) ed è montata in serie al polo negativo per evitare l'applicazione di un potenziale troppo elevato fra avvolgimento e nucleo (fig. 153).

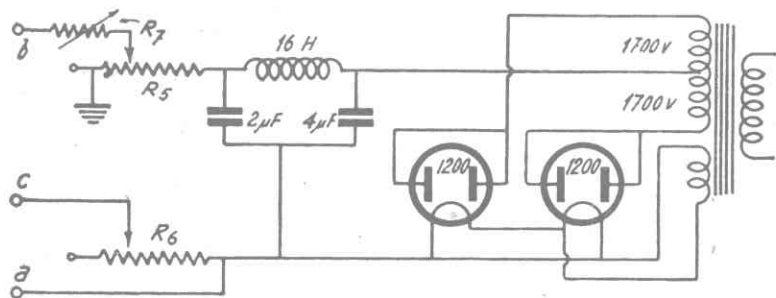


Fig. 153

I condensatori sono rispettivamente da $4\mu F$ $2\mu F$ (C_{39} C_{40}) a carta ed alto isolamento (3000 volt di lavoro). La resistenza R_5 è da 500 ohm e 20 watt a filo ed ai suoi estremi si forma una differenza di potenziale di circa 110 V che serve a rendere negative le griglie delle valvole di potenza $Q B 2/75$. Il potenziale anodico delle valvole viene ad essere così di circa 1600 volt.

La resistenza R_6 è di 30.000Ω da 20 watt e serve alla regolazione del potenziale delle griglie-schermo delle valvole suddette. Infine la resistenza R_7 di 20.000 è costituita da un potenziometro a filo da 3 watt.

2. - L'alimentazione della parte restante dell'emettitore è realizzata con due valvole 5Z3 aventi gli anodi in parallelo e capaci di erogare una corrente di 180 mA a 600 V. cc. (fig. 154)-

Il trasformatore d'alimentazione porta oltre agli avvolgimenti anodici gli avvolgimenti a BT per l'accensione delle prime tre valvole ($T C 0,4/10$ e $T Q 0,5/15$) e delle valvole di potenza $Q B 2/75$.

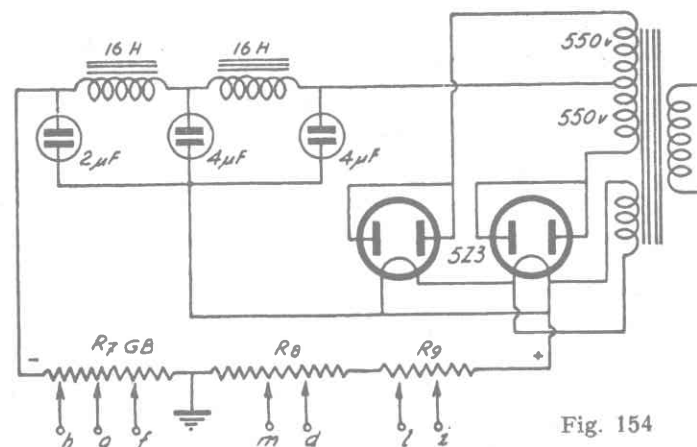


Fig. 154

Le caratteristiche del trasformatore sono le seguenti:
Watt primari 200 circa; Sez. nucleo cm.^2 15 spire p. volt prim. 3,5

Primario

110 V	1,8 A	spire 285	filo 11/10
125 V	1,2 A	» 438	» 10/10
160 V	1,25 A	» 560	» 9 5/10
220 V	0,90 A	» 770	» 8/10

Secondario

2×550 V	0,095 A	spire	2×2200	filo	2 5/10
4 V	3 A	»	16	»	14/10
5 V	6 A	»	20	»	17/10
10 V	6,5 A	»	40	»	25/10

Le due impedenze del filtro sono del tipo da 16 H a forte carico (200 mA). Le resistenze R_7 , R_8 e R_9 hanno le seguenti caratteristiche:

R_7	700Ω	18 watt a filo,	3 prese scorrevoli
R_8	35000Ω	15 » » »	2 » »
R_9	5000Ω	30 » » »	2 » »

La R_7 serve per dare le tensioni base di griglia delle prime 3 valvole, la R_8 per le tensioni di schermo e la R_9 per le tensioni di placca.

MESSA A PUNTO DELL'EMETTITORE

Quando ci si sia ben accertati dei collegamenti fra i vari organi si proceda come segue:

Si verifichi che le prese scorrevoli di R_8 si trovino in prossimità dell'estremo connesso a massa e quelle di R_7 si trovino all'estremo opposto. La presa di R_6 deve trovarsi verso l'estremo non connesso, quelle di R_9 devono trovarsi verso l'estremo connesso a R_8 . Ciò fatto si potrà inserire la corrente. L'indicazione degli strumenti di misura deve aggirarsi intorno ai seguenti valori:

A_1	180 - 220 mA	V_1	1400 - 1600 V
A_2	0 - 15 »	V_2	300 - 600 »
A_3	40 - 60 »	V_3	110 - 250 »
A_4	20 - 40 »	V_4	400 - 500 »
A_5	30 - 50 »	V_5	450 - 550 »
		V_6	125 - 200 »

Si noterà subito che le indicazioni degli strumenti sono molto inferiori a quelle prescritte.

Togliendo la corrente volta per volta si incomincino a regolare le posizioni dei cursori di R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9 fino ad ottenere le indicazioni prescritte.

Il circuito dell'emettitore è tale che non ha grande influenza sulle tensioni il fatto che l'oscillazione di AF sia presente o no.

Non ci si deve impressionare se le placche delle valvole di potenza arrossano perchè questa è una cosa normale. Si badi a tener d'occhio gli strumenti le cui indicazioni non devono mai superare le massime prescritte.

Si passi poi alla verifica della parte ad AF. Facendo variare da 0 al massimo la capacità C_1 si deve notare una brusca piccola deviazione di A_5 . Questa deviazione indica che lo stadio oscilla. Se la cosa non si verifica si deve ritoccare la posizione della presa scorrevole su L_1 indi la presa variabile su R_7 in comunicazione al serrafilo h . Se l'oscillazione ancora non si ottiene si verifichi il cristallo che può essere difettoso o avariato.

Se l'oscillazione ha luogo si dovrà accordare il circuito oscillatorio nel seguente modo: Partendo dal minimo della capacità di C_1 si legga la massima deviazione dello strumento che cadrà poi bruscamente al valore normale. Si ripeta nuovamente l'operazione sino a giungere in prossimità della massima deviazione senza oltrepassarla. In queste condizioni lo stadio pilota è a posto.

Si passi ora ad esaminare il primo stadio di AF (prima TQ 0 5/15) si tenga d'occhio lo strumento A_4 .

Quando le induttanze L_1 e L_2 siano molto simili, la massima deviazione di A_4 si ha quando C_2 si trova in posizione analogo a C_1 per la quale si ha l'entrata in risonanza di L_2 C_2 sulla fondamentale.

All'uscita di detto stadio si ha una forte seconda armonica perchè la sua funzione è appunto quella di duplicare la frequenza (§ 21). Per ottenere questo scopo si sintonizzi L_3 C_3 sulla seconda armonica. Si sposti il cursore g di R_7 verso l'estremo opposto a quello connesso a terra per aumentare il potenziale negativo di griglia, si sposti anche il cursore i verso l'estremo positivo della relativa resistenza. Si regoli infine il cursore d .

Mediante l'opportuna regolazione dei tre cursori si potrà far assumere ad A_3 le massime deviazioni in corrispondenza alla 2ª armonica. Per la rifinitura delle regolazioni è bene inserire un voltmetro a valvola per AF fra un estremo di L_4 e massa o almeno accoppiare lascamente a L_4 una spira con lampadino.

Quando anche il penultimo stadio è a posto, si connetta una lampadina da illuminazione da poche candele monowatt 150-220 V sulla L_6 in corrispondenza dei due estremi d'alimentazione d'aereo. Si inizi tenendo i due cursori verso il centro e allontanandoli gradatamente. Se il sistema d'accoppiamento d'aereo non è quello dello schema generale si mettano due cursori su L_5 procedendo analogamente.

Muovendo C_4 , C_5 e C_6 insieme non si dovranno avere massimi di accensione oltre a quello della frequenza che si vuole emettere. Se avviene diversamente si devono ripetere verifiche sul penultimo stadio (valv. P_3 cursori m e f .) sino ad eliminare l'inconveniente.

Si dovrà infine verificare che non vi sia auto oscillazione sullo stadio finale. Basta a tal fine spostare la sintonia del primo stadio (variabile C_1), si deve spegnere completamente la lampada che si è posta all'uscita.

VERIFICA DELLA MODULAZIONE

Si connetta l'estremo e di C_{25} al corrispondente terminale dell'amplificatore di BF assicurando un buon contatto fra le prese di massa. Si verifichi prima l'amplificatore con un altoparlante connesso in parallelo alla impedenza che è in serie sulla placca della $AL5$

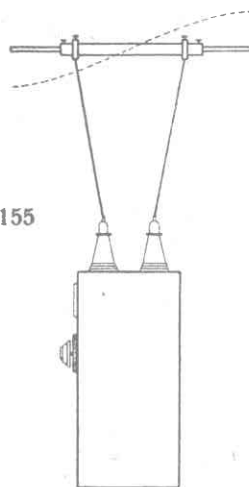


Fig. 155

AEREO

L'aereo è un dipolo a tubo per la gamma dei 7 m., lungo m. 3,50 ed è del tipo Zeppelin per le altre due onde maggiori, deve essere situato in luogo sopraelevato e molto vicino all'emettitore (§21) (fig. 155)

Qualunque ricevitore può servire per controllare la fedeltà della modulazione. La profondità della medesima può essere controllata con i mezzi indicati a pag. 186.

42) EMETTITORE SPERIMENTALE PER ONDE CORTISSIME DI PICCOLA POTENZA

Questo emettitore è fra i pochi che conservino un certo rendimento anche sulle onde cortissime, ed è anche di facile costruzione.

Il circuito oscillatorio si compone di una semplice spira di tubo di rame argentato da 6 mm. ai cui estremi (ripiegati appiattiti e forati) sono applicati due dischetti di rame ben levigati e paralleli che si possono avvicinare ed allontanare a piacere essendo uno di essi montato su di un alberetto a vite (fig. 158).

Il circuito usato è del tipo bilanciato e per tali onde presenta un particolare interesse (fig. 156).

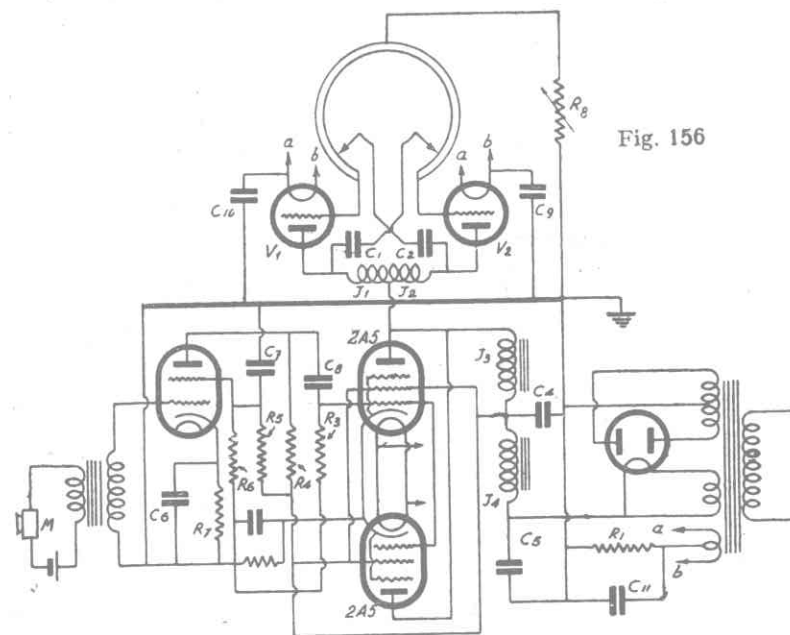


Fig. 156

Infatti è noto a chi non sia nuovo a tali esperimenti che la difficoltà più grande per la produzione di oscillazioni ad onda

corta comincia quando ci si riduce ad una unica spira. L'accoppiamento fra il circuito anodico e quello di griglia diventa allora molto problematico e non sembra mai sufficientemente stretto

Il circuito di fig. 157 è la sovrapposizione di due circuiti distinti. Infatti, se si toglie una delle due valvole è facile ravvisare nella rimanente i collegamenti di un circuito Hartley normale. Ora, mentre una sola valvola montata secondo detto circuito sfrutta solo mezza spira come induttanza di griglia e l'altra mezza come avvolgimento di reazione, presentando evidenti difficoltà di accoppiamento fra le due mezzespire il circuito bilanciato di fig. 157 sfrutta l'intera spira come induttanza di griglia e la stessa intera spira come avvolgimento di reazione pur conservando la stessa lunghezza d'onda.

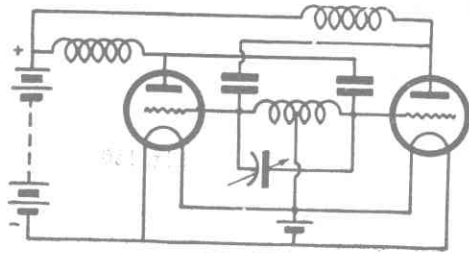


Fig. 157

Infatti il funzionamento del circuito è il seguente:

Chiamiamo V_1 e V_2 le due valvole ed L_1 e L_2 le rispettive metà della spira che sono connesse alle griglie delle dette valvole.

Una perturbazione qualsiasi produrrà una carica positiva in una delle due griglie ed una negativa nell'altra (supponiamo + per V_1 e - per V_2).

Questo fatto farà crescere la corrente anodica di V_1 e diminuire in egual proporzione quella di V_2 . Nella impedenza $J_1 J_2$ si manifesterà allora per V_2 una maggior caduta di potenziale che per V_1 , ciò significa che il potenziale anodico di V_1 diminuirà mentre quello di V_2 aumenterà in proporzione.

Queste due variazioni di potenziale daranno luogo ad una corrente di equilibrage dall'anodo di V_2 a quello di V_1 e tale corrente, di durata piccolissima, farà il percorso rappresentato da: placca di V_2 , C_2 , L_1 , L_2 , C_1 , placca di V_1 .

Questa corrente che secondo la convenzione dovrebbe essere uno spostamento di cariche positive da C_2 verso C_1 (§ 1) è in realtà uno spostamento di cariche negative da C_1 verso C_2 .

È facile prevedere che nell'armatura di C_1 connessa con la griglia si V_2 si formerà una carica positiva mentre nelle armature di C_2 connessa con V_1 si formerà una carica negativa.

Queste polarità sono precisamente opposte a quelle dell'inizio del ciclo precedente ed è quindi chiaro che il ciclo che sta per iniziare sarà l'opposto di quello.

Il sistema è dunque in grado di produrre cicli alternati.

Abbiamo visto che le correnti di equilibrage (reazione) percorrono l'intera spira, come i potenziali sfruttati per le due griglie sono quelli che si riscontrano agli estremi di tutta la spira.

Avverrà dunque che ciascuna delle due metà della spira sarà nello stesso tempo percorsa dalla corrente di reazione della valvola connessa alla metà opposta, che conferirà così essa stessa il potenziale alla griglia della valvola (impulso) alla quale la metà spira considerata è connessa, senza che questo debba avvenire per via magnetica come è per gli altri circuiti.

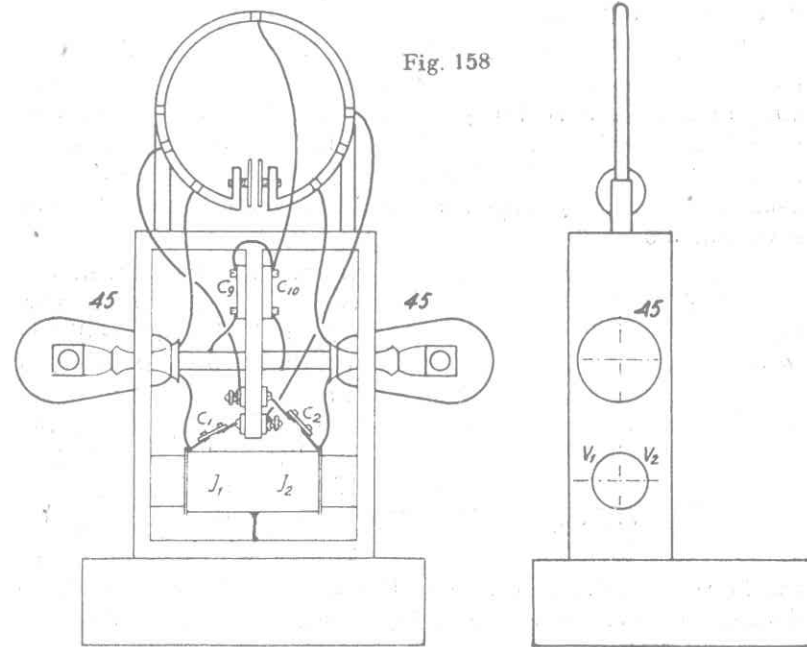


Fig. 158

La lunghezza dell'onda emessa dipende dalle caratteristiche del circuito oscillatorio (diametro della spirà e distanza fra le piastre). La modulazione viene effettuata col sistema Heising.

Le due valvole oscillatrici (buone le UX 245 fra le più comuni) vengono private dello zoccolo ed infilate in due fori simmetrici praticati in una incastellatura di legno secco verniciato che può venire sistemata sullo chassis stesso dell'alimentatore-amplificatore (fig. 158).

Sopra a tale incastellatura, verticalmente, è disposta la spirà che viene fornita di 5 cursori (manicotti con vite di pressione)

I collegamenti che vanno a detta spirà potranno essere realizzati con filo da 6/10-2 cop. cotone (filo da avvolgimento) per ridurre al minimo la loro capacità.

I condensatori C_1 e C_2 saranno preferibilmente ad aria (sebbene fissi) e, data l'esigua capacità ($50 \mu\mu F$ circa) saranno anche di facile costruzione.

La doppia impedenza $J_1 J_2$ che si trova in immediata vicinanza delle due valvole si compone di un avvolgimento di circa 50 spire di filo da 3/10-1 cop. cotone distanziate mm. 0,25 e sostenute da 6 tubetti di vetro. La distanza fra le spire si ottiene facilmente infilando sui tubetti, per ogni spirà una ranellina di buon isolante di mm. 0,25 di spessore. La distanza fra i tubetti di vetro è di cm. 3,5.

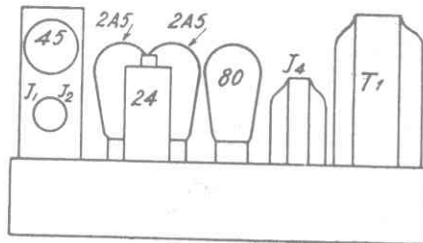


Fig 159

L'amplificatore-alimentatore non presenta grandi particolarità, si compone di una '80, due 245 e una '24 o una '57. I valori delle impedenze J_3 e J_4 sono rispettivamente di 18 H e 140 mA e 16 H a 160 mA (fig. 159).

L'impiego per la modulazione di due valvole a riscaldamento indiretto permette di usare un unico avvolgimento d'accensione per tutte le valvole, esclusa la raddrizzatrice.

I valori degli altri componenti sono:

Trasformatore 70 W circa, tensione primaria di linea, secondario ad alta tensione $2 \times 360 V - 90 mA$ per ramo; a bassa tensione $25 V - 7 A$; a bassa tensione $5 V - 2 A$.

Resistenze:

R_1	500 Ω regol. a filo	3 w
R_2	250 Ω fissa a filo	3 w
R_3	1/2 M Ω » » pasta	1/2 w
R_4	1/2 M Ω » » »	1 w
L_5	20000 Ω » » »	1 w
R_6	10000 Ω » » »	1/2 w
R_7	10000 Ω » » »	1 w
R_8	2500 Ω regol. a filo	2 w

Condensatori:

C_1	50 $\mu\mu F$ ad aria
C_2	50 $\mu\mu F$ ad aria
C_3	1 μF a carta
C_4	4 μF »
C_5	4 μF elettr. 500 V
C_6	0.5 μF a carta
C_7	0.5 μF »
C_8	10000 $\mu\mu F$ »
C_9	2000 $\mu\mu F$ a mica
C_{10}	3000 $\mu\mu F$ »
C_{11}	1 μF a carta

La messa a punto dell'emettitore si fa regolando la posizione dei cursori sulla spirà e regolando R_1 .

La verifica dell'entrata in oscillazione della valvola si fa con lampadina al neon o a vapore di mercurio o anche con un ricevitore a cristallo il cui circuito oscillatorio è costituito da 1 spirà simile a quella dell'emettitore che andrà ad essa lascamente accoppiata.

L'aereo da usarsi è un filo di rame lungo mezza onda, tangente e connesso nel suo punto di mezzo al centro elettrico della spirà (fig. 160).

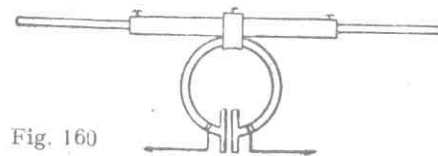


Fig. 160

Se si usa un conduttore di lunghezza molto maggiore si potrà facilmente constatare la presenza delle onde stazionarie facendo scorrere sul filo la parte metallica di una lampada al neon che si tiene in mano. I punti di massima accensione sono i ventri di tensione, quelle nei quali la lampada si spegne, i nodi. Queste onde per la loro estrema brevità sono soggettissime ai fenomeni di riflessione e rifrazione ed adatte per esperimenti sulla polarizzazione.

La lunghezza dell'onda emessa dipende dalle caratteristiche del circuito oscillatorio (diametro della spira e distanza fra le piastre). La modulazione viene effettuata col sistema Heising.

Le due valvole oscillatrici (buone le UX 245 fra le più comuni) vengono private dello zoccolo ed infilate in due fori simmetrici praticati in una incastellatura di legno secco verniciato che può venire sistemata sullo chassis stesso dell'alimentatore-amplificatore (fig. 158).

Sopra a tale incastellatura, verticalmente, è disposta la spira che viene fornita di 5 cursori (manicotti con vite di pressione)

I collegamenti che vanno a detta spira potranno essere realizzati con filo da 6/10-2 cop. cotone (filo da avvolgimento) per ridurre al minimo la loro capacità.

I condensatori C_1 e C_2 saranno preferibilmente ad aria (sebbene fissi) e, data l'esigua capacità ($50 \mu\mu F$ circa) saranno anche di facile costruzione.

La doppia impedenza $J_1 J_2$ che si trova in immediata vicinanza delle due valvole si compone di un avvolgimento di circa 50 spire di filo da 3/10-1 cop. cotone distanziate mm. 0,25 e sostenute da 6 tubetti di vetro. La distanza fra le spire si ottiene facilmente infilando sui tubetti, per ogni spira una ranellina di buon isolante di mm. 0,25 di spessore. La distanza fra i tubetti di vetro è di cm. 3,5.

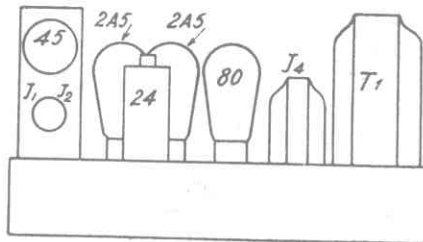


Fig 159

L'amplificatore-alimentatore non presenta grandi particolarità, si compone di una '80, due 2A5 e una '24 o una '57. I valori delle impedenze J_3 e J_4 sono rispettivamente di 18 H e 140 mA e 16 H a 160 mA (fig. 159).

L'impiego per la modulazione di due valvole a riscaldamento indiretto permette di usare un unico avvolgimento d'accensione per tutte le valvole, esclusa la raddrizzatrice.

I valori degli altri componenti sono:

Trasformatore 70 W circa, tensione primaria di linea, secondario ad alta tensione $2 \times 360 V - 90 mA$ per ramo; a bassa tensione $25 V - 7 A$; a bassa tensione $5 V - 2 A$.

Resistenze:			Condensatori:		
R_1	500 Ω	regol. a filo	3 w	C_1	50 $\mu\mu F$ ad aria
R_2	250 Ω	fissa a filo	3 w	C_2	50 $\mu\mu F$ ad aria
R_3	1/2 M Ω	» » pasta	1/2 w	C_3	1 μF a carta
R_4	1/2 M Ω	» » »	1 w	C_4	4 μF »
L_5	20000 Ω	» » »	1 w	C_5	4 μF elettr. 500 V
R_6	10000 Ω	» » »	1/2 w	C_6	05 μF a carta
R_7	10000 Ω	» » »	1 w	C_7	05 μF »
R_8	2500 Ω	regol. a filo	2 w	C_8	10000 $\mu\mu F$ »
				C_9	2000 $\mu\mu F$ a mica
				C_{10}	3000 $\mu\mu F$ »
				C_{11}	1 μF a carta

La messa a punto dell'emettitore si fa regolando la posizione dei cursori sulla spira e regolando R_1 .

La verifica dell'entrata in oscillazione della valvola si fa con lampadina al neon o a vapore di mercurio o anche con un ricevitore a cristallo il cui circuito oscillatorio è costituito da 1 spira simile a quella dell'emettitore che andrà ad essa lascamente accoppiata.

L'aereo da usarsi è un filo di rame lungo mezza onda, tangente e connesso nel suo punto di mezzo al centro elettrico della spira (fig. 160).

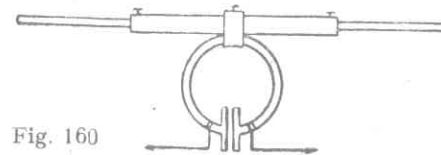


Fig. 160

Se si usa un conduttore di lunghezza molto maggiore si potrà facilmente constatare la presenza delle onde stazionarie facendo scorrere sul filo la parte metallica di una lampada al neon che si tiene in mano. I punti di massima accensione sono i ventri di tensione, quelle nei quali la lampada si spegne, i nodi. Queste onde per la loro estrema brevità sono soggettissime ai fenomeni di riflessione e rifrazione ed adatte per esperimenti sulla polarizzazione.

L'emettitore propriamente detto si può anche staccare dallo chassis dell'amplificatore ed essere così portato nelle posizioni più adatte ed orientato a piacere con il relativo aereo.

Se la spira è di 8 cm. di diametro si possono ottenere onde comprese fra i 150 e 200 centimetri per valori minimi di capacità.

43) CIRCUITI OSCILLATORI A COSTANTI DISTRIBUITE

a) Circuito « Colster »

Quando la frequenza è molto elevata, l'« effetto della pelle » assume proporzioni notevoli e quindi il fattore di merito delle bobine (Q) e perciò anche la bontà dei circuiti oscillatori ne sono fortemente menomati.

Per evitare questo inconveniente si può ricorrere al circuito oscillatorio « Colster » illustrato in fig. 161 rispettivamente in sezione e in prospetto. Il circuito in oggetto si compone sostanzialmente di due tazze di rame V_1 e V_2 affacciate lungo i bordi resi allo scopo larghi e piani.

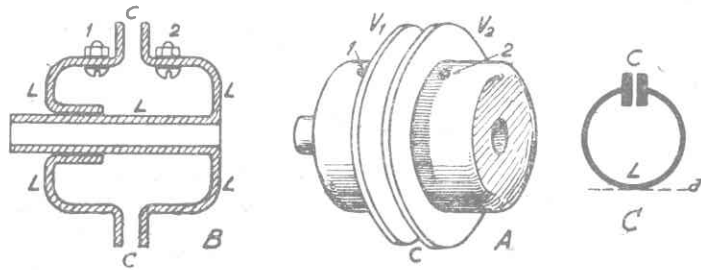


Fig. 161 A e B

I due « fondi » delle « tazze » o « valve » sono elettricamente in contatto fra di loro mediante due tubi di rame rientranti a cannocchiale che assicurano il contatto anche se la distanza fra le due « valve » viene cambiata.

Dalla sezione dell'apparecchio si rileva subito l'analogia con una spira terminante con una capacità. L'induttanza è rappre-

sentata dal percorso nel rame da un bordo all'altro, la capacità è quella direttamente presente fra i due bordi.

Dalla fig. 161 C si vede chiaramente che se si fa ruotare la spira intorno all'asse a si viene ad ottenere una figura non molto diversa da quella del circuito « Colster ».

Evidentemente il « colster » si comporta come un grande numero di spire singole aperte disposte in parallelo ed orientate in modo da formare un campo magnetico anulare (come in una bobina toroidale) le cui linee di forza si avvolgono in cerchi intorno ai tubi centrali e hanno sede solo nell'interno dell'apparecchio.

Se si allontanano le « valve » si ha un leggero aumento di induttanza ma una forte diminuzione della capacità esistente fra i bordi.

La frequenza di oscillazione del « Colster » si varia appunto regolando la distanza delle valve, a maggiore distanza corrisponde maggiore frequenza.

Il « colster » corrisponde ad un circuito oscillatorio ad altissimo fattore di merito per onde ultracorte (ordine del metro), esso può raggiungere valori di Q superiori a 500 e valori di impedenza dinamica ugualmente rilevanti. Lo smorzamento è minimo e quindi la frequenza prodotta è molto stabile, risentendo poco delle variazioni della pendenza della valvola dovute ad irregolarità delle tensioni di alimentazione. La capacità è rilevante di fronte all'induttanza e ciò rende l'apparecchio poco sensibile alle variazioni esterne di capacità.

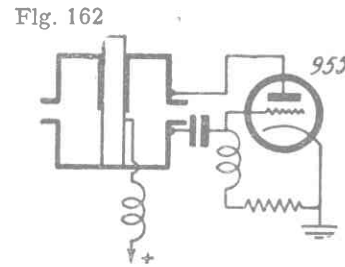


Fig. 163

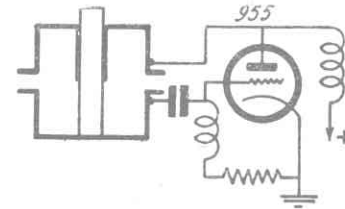
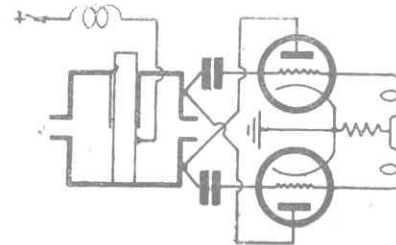


Fig. 164



Il comportamento del « colster » ha, per queste caratteristiche, qualche analogia con il cristallo di quarzo che può in qualche modo sostituire.

Il « colster » si presta a funzionare specialmente con pentodi ad alta resistenza interna, esso può essere usato anche con triodi ma in tale caso è bene non collegarsi ai bordi ma a « prese » rappresentate dai contatti 1 e 2 visibili in figura.

Le figg. 162 163 164 illustrano tre modi tipici di inserire il detto circuito oscillatorio in circuiti a triodo (valvole ghianda 955). Per le sue caratteristiche elettriche e fisiche esso può funzionare però anche con valvole di notevole potenza senza andare soggetto a riscaldamento.

Diamo di seguito alcune caratteristiche relative a tale tipo di oscillatore.

- Lunghezza del « colster » mm. 65; spessore mm. 2.
- Diametro esterno delle tazze mm. 60.
- Diametro esterno complessivo massimo mm. 100.
- Larghezza dei bordi affacciati mm. 20 circa.
- Diametro tubo interno mm. 17.
- Distanza fra i bordi mm. 2.

Valvola: 955. Distanza fra le prese 1 e 2 mm. 60.
 Frequenza 220 MHz ($\lambda = m 135$ circa).

$$\begin{aligned} V_a &= 180 V \\ I_a &= 6 mA \\ I_g &= 600 \mu A \\ R_g &= 50.000 \Omega \\ V_g &= -30 V \end{aligned}$$

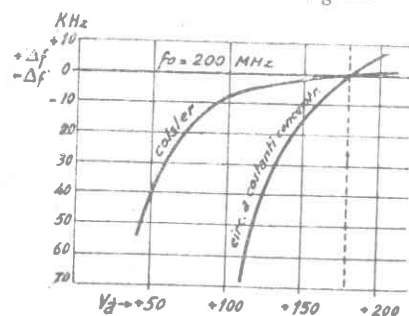


Fig. 165

La fig. 165 mette in evidenza le variazioni di frequenza a cui le variazioni di tensione anodica danno luogo rispettivamente per un « colster » e per un circuito oscillatorio comune.

Una variante del circuito oscillatorio precedente è costituita dal circuito oscillatorio a « pistone » la cui sezione è visibile in fig. 166.

In esso le due « valve » sono sostituite da due tubi cilindrici concentrici di rame a contatto fra loro ad un estremo, il bordo del cilindro esterno e l'estremo libero di quello interno costituiscono i due capi del circuito oscillatorio.

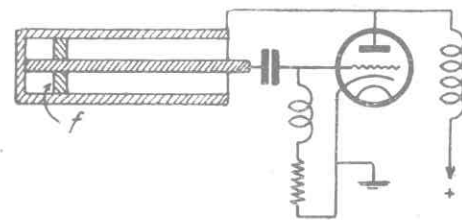


Fig. 166

Per variare la frequenza si varia preminentemente l'induttanza del complesso, ciò si ottiene facendo scorrere nell'interno

dell'apparecchio una flangia (*f*) di rame che pone in corto circuito i due tubi. Il circuito non è simmetrico come il colster, esso si presta però facilmente all'uso di prese intermedie; si può ritenere che tale circuito abbia un comportamento intermedio fra quello del colster e quello delle linee risonanti.

44) OSCILLATORI PER O. U. C. A LINEE RISONANTI

Perché un conduttore offra una certa induttanza, non è necessario che esso sia avvolto a spirale (nel § N 31 abbiamo date le formule relative alla *L* di conduttori rettilinei).

Per gli oscillatori ad O. U. C., richiedendosi valori minimi di induttanza si realizzano queste mediante semplici conduttori cilindrici o tubolari la cui lunghezza determina l'induttanza voluta.

Quando si realizzano circuiti oscillatori mediante induttanze del tipo suddetto, oltre che ai fenomeni che si svolgono normalmente nelle induttanze, si verifica la formazione di onde stazionarie e ci si regola quindi come se si avesse a che fare con i fili di Leher.

Per queste onde si usano generalmente valvole a « ghianda » di cui abbiamo detto.

La fig. 167 illustra alcuni circuiti fra i più comunemente usati per la produzione di O. U. C. (112 MC) secondo tale metodo.

In *A* è visibile un oscillatore ad una semionda. La resistenza di griglia va stabilita a seconda della valvola usata. Le impe-

denze di filamento si compongono di 25 spire di filo da 15 mm. distanziate 4 mm., su diametro di 20 mm., avvolte in aria. I tubi hanno un diametro di 12 mm. circa e sono di rame argentato.

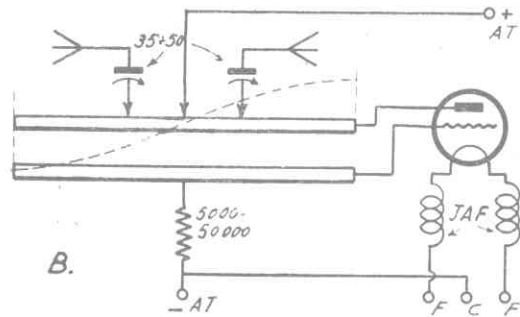
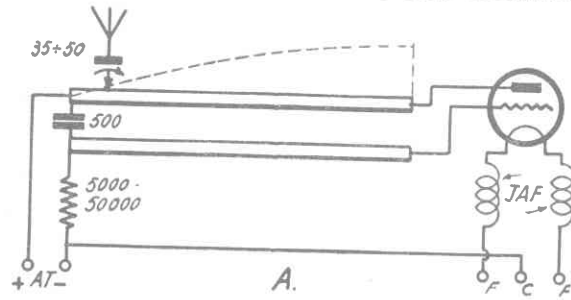


Fig. 167

In B è rappresentato un oscillatore simile al precedente ma con circuito oscillatorio a doppia semionda.

Il circuito C è di un oscillatore a due valv. e a doppia semionda.

Il circuito D è un oscillatore funzionante per accoppiamento elettrostatico fra placca e griglia (capacità inerelettrodica); esso corrisponde all'oscillatore Armstrong nel quale l'innesco si ottiene sintonizzando il circ. di placca e quello di griglia alla stessa frequenza.

Infine, il circuito E funziona per « reazione catodica », il circuito oscillatorio è infatti sul catodo, esso corrisponde al circuito ECO per due semionde, applicato alle O.U.C.

Per quest'ultimo, i tubi L_1 sono lunghi 25 cm., spazati 20 mm. e del diametro di 6 mm. circa.

I tubi L_2 hanno un diametro di 12 mm., sono lunghi 35 cm. e distanziati circa 15 mm. (per 112 MC).

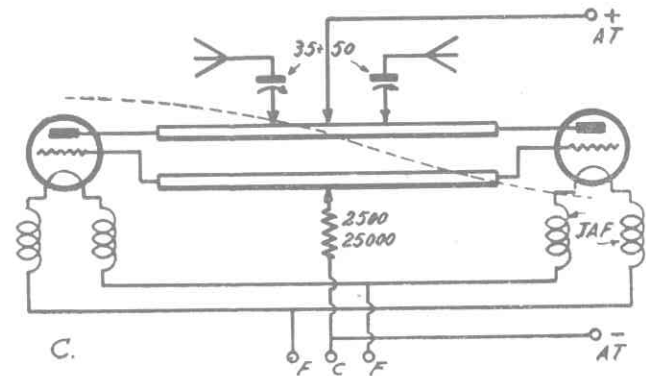
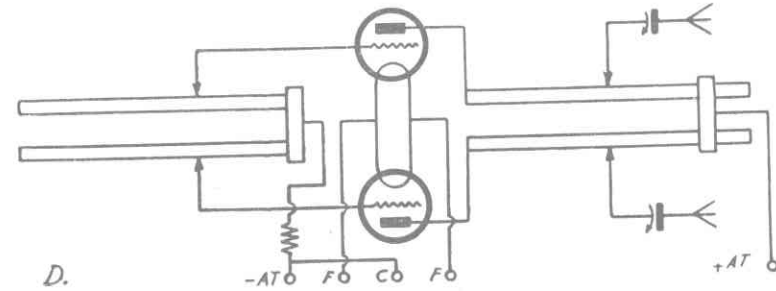
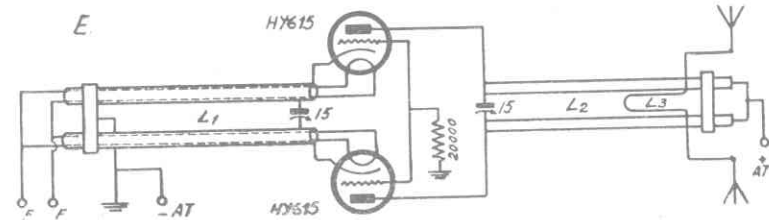


Fig. 167



E



L'induttanza d'aereo L_3 , della forma indicata in figura è lunga circa 11 cm. ed è costituita da filo di rame da 2 mm. circa.

Per giungere sino a 224 MC, si sfrutta la seconda armonica presente nel circuito anodico, in tale caso il circuito oscillatorio anodico si compone di due tubi da 6 mm., lunghi 15 cm. spazati 7 mm

PARTE TERZA

R I C E Z I O N E

45) CARATTERI GENERALI

La ricezione delle *O.C.* non presenta certo meno difficoltà della trasmissione.

Infatti vediamo subito in primo piano un fenomeno gravissimo, quello dell'evanescenza (§ 16).

L'evanescenza (*fading*) sulle onde corte è marcatissima, sia per l'intensità che per la frequenza con cui si manifesta (diverse volte in un minuto).

Sebbene i ricevitori moderni siano provvisti di dispositivi « antifading » il fenomeno è di tale entità da costituire un serissimo ostacolo alla radioricezione su tali onde. Se tale grave inconveniente non si fosse opposto allo sviluppo delle trasmissioni circolari ad *O.C.* queste si sarebbero già da tempo imposte alle corrispondenti ad onde medie.

L'onda corta infatti è quasi del tutto aliena da disturbi atmosferici ed industriali e permette, con un rendimento di gran lunga superiore a quello dell'onda media, il raggiungimento di trasmissioni a grandissima distanza con potenze esigue.

Data poi la vasta gamma di frequenze disponibili è possibile effettuare un grandissimo numero di emissioni vicinissime di lunghezza d'onda senza che per altro si verifichi alcuna interferenza fra di esse.

Si consideri ad esempio la gamma d'onde compresa fra i 20 e i 60 m. ad essa corrisponde una banda di frequenze da 15.000 H_z a 5000 H_z ed in tale gamma possono prendere posto ben 500 stazioni distanziate fra loro di 20 kH_z ed impossibilitate quindi ad interferire.

Da ciò si capisce come anche i ricevitori più modesti presentino una grande possibilità di separazione fra due onde anche assai prossime. Per contro va tenuto presente però che le perdite in genere crescono con la frequenza e che quindi tutti gli apparecchi per *O. C.* devono essere particolarmente curati a tale riguardo.

46) LA RIVELAZIONE PER CARATTERISTICA DI GRIGLIA, DI PLACCA E A DIODO

La questione della rivelazione che è già spinosa per le onde medie lo diviene assai di più per le onde corte. È quindi necessario vedere prima i pregi ed i difetti dei tre principali sistemi per valutarne le più opportune applicazioni.

a) *Rivelazione per caratteristica anodica* (di placca ovvero di potenza). - Questo sistema di rivelazione consiste nel far lavorare una comune valvola amplificatrice per *AF* in prossimità del ginocchio inferiore della curva anodica. Detta condizione si ottiene praticamente col fornire alla griglia pilota di detta valvola un potenziale base negativo relativamente elevato.

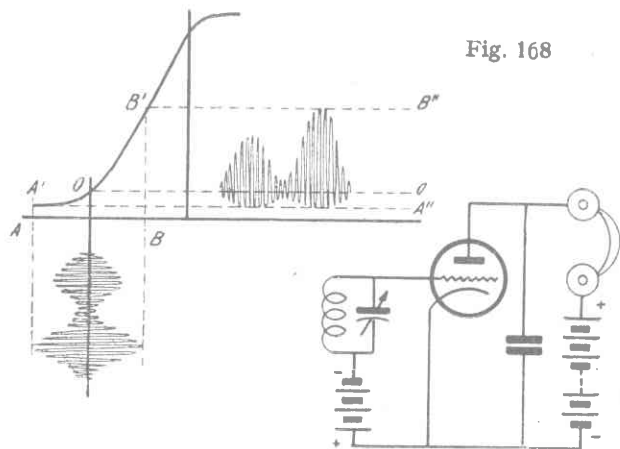


Fig. 168

Quando la valvola si trova a funzionare nella suddetta condizione non può amplificare ugualmente le due semionde della corrente oscillante poichè ogni aumento del potenziale negativo di griglia (semi-onda negativa) non porta ad una ulteriore apprezzabile diminuzione della intensità anodica (fig. 168) mentre al contrario qualunque diminuzione del potenziale negativo di griglia (semi-onda positiva) si risolve in un considerevole aumento della intensità anodica.

È quindi evidente che nel circuito anodico si avranno soltanto impulsi di corrente dovuti ai soli semiperiodi positivi dell'oscillazione applicata alla griglia.

Da quanto si è detto è facile concludere che, quanto maggiore sarà l'ampiezza della oscillazione applicata alla griglia, tanto maggiore sarà il valore istantaneo della diminuzione del potenziale base negativo dovuta ai semiperiodi positivi e tanto maggiori saranno anche gli impulsi di corrente del circuito anodico e con essi la corrente anodica media. Ad ogni aumento della ampiezza delle oscillazioni si avrà dunque un aumento della corrente anodica della valvola.

Se f era la frequenza acustica di modulazione dell'onda (per cui l'ampiezza di questa variava f volte in un secondo) f sarà anche la frequenza delle variazioni della intensità di corrente anodica che saranno perciò in grado di azionare gli organi elettroacustici della *BF*.

La corrente anodica si può ridurre ad una pulsante di *BF* mediante l'uso di adatti condensatori che assorbano la corrente negli istanti di punta per restituirla negli istanti nei quali la corrente stessa si approssima allo zero.

S'intende che la capacità del condensatore impiegato deve essere tale da assorbire corrente durante un semiperiodo positivo e da restituirla nell'intervallo di tempo intercorrente fra questo ed il successivo omonimo. Non si dovrà quindi verificare che la capacità del condensatore sia tale da immagazzinare e restituire la corrente a tal punto da livellare completamente la corrente anodica perchè in questo caso riducendosi essa ad una continua, rimane inutilizzabile ai fini dell'amplificazione a *BF*. È quindi evidente che il valore di detta capacità dipende anche dalla frequenza dell'onda portante.

Esaminiamo ora il comportamento di un tale rivelatore rispetto ad un segnale debole ed un segnale forte.

Se il segnale è debole i due tratti adiacenti al punto di lavoro (fig. 169) avranno inclinazioni molto simili ed i due semiperiodi della oscillazione daranno luogo a variazioni simmetriche della corrente anodica per cui il valore di questa, dopo il livellamento, rimarrà praticamente costante come se nessun segnale fosse giunto alla griglia della valvola.

Quando invece il segnale è forte (fig. 169), data la grande escursione dei valori del potenziale risultante di griglia, si avrà

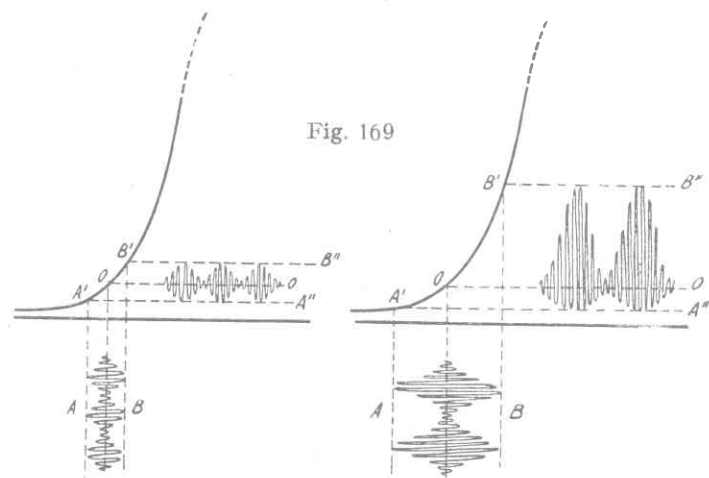


Fig. 169

anche una forte dissimmetria nell'amplificazione dei due semiperiodi con l'effetto di produrre variazioni di corrente anodica ad ogni variazione di ampiezza della oscillazione ad *AF* del segnale, cioè di dar luogo alla rivelazione del segnale stesso. Il sistema di rivelazione per caratteristica anodica non conferisce alla valvola rivelatrice una buona sensibilità perchè la fa lavorare in una zona poco favorevole della curva anodica.

La valvola rivelatrice per caratteristica di placca può essere utilmente impiegata laddove vi sono segnali già forti per una precedente amplificazione ma andrà abolita per quegli apparecchi nei quali l'amplificazione dell'*AF* manca o vi è in proporzioni modeste.

Il fenomeno della non rivelazione dei segnali deboli è precisamente la causa per la quale è necessario l'uso di stadi di amplificazione ad *AF* per la ricezione delle stazioni lontane.

Se il predetto fenomeno non avesse luogo, nulla impedirebbe di rivelare il segnale così come giunge amplificandolo poi a piacere negli stadi di *BF*.

È quindi evidente la grande importanza della scelta di adatti sistemi di rivelazione in quegli apparecchi che sono privi di amplificazione ad *AF*.

b) *Rivelazione per caratteristica di griglia.* - Le valvole rivelatrici di griglia, in condizioni di riposo (assenza di segnale) hanno la griglia leggermente positiva e quindi una (se bene tenuissima) corrente di griglia.

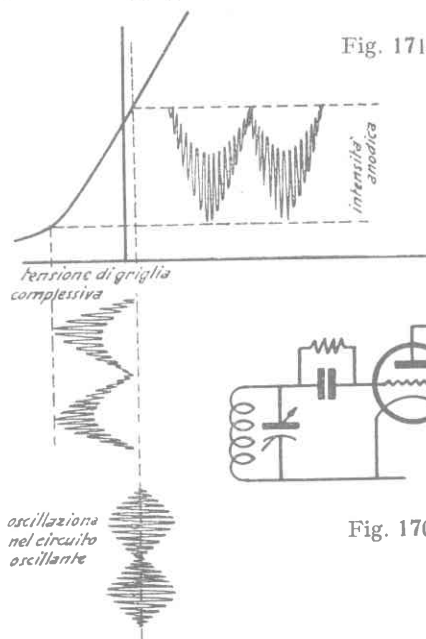


Fig. 171

Quando le oscillazioni giungono alla griglia, comportandosi il tratto griglia-catodo come un diodo, nel circuito di questa si avrà una corrente raddrizzata (pulsante) che sarà in grado di costituire agli estremi della resistenza *R* (fig. 170) che si trova in serie, una *d.d.p.* che, dato il senso della corrente, sarà positiva verso il catodo e negativa verso la griglia.

Quanto maggiore sarà l'ampiezza delle oscillazioni, tanto più alta sarà la *d.d.p.* che si forma agli estremi della resistenza e quindi il potenziale negativo assunto

dalla griglia.

Ma al crescere della negatività della griglia decresce l'intensità della corrente anodica, cosicchè ad ogni aumento della ampiezza della oscillazione corrisponderà, in definitiva, una proporzionale diminuzione della intensità anodica (fig. 171).

Se dunque *f* era la frequenza acustica di modulazione del segnale (e quindi della variazione di ampiezza della oscillazione del segnale), *f* sarà anche la frequenza della variazione della

intensità di corrente anodica per cui questa ultima sarà in grado di azionare gli organi di *BF*.

Il condensatore *C* ha la duplice funzione di lasciar giungere direttamente (senza l'intermediario della resistenza) le oscillazioni ad *AF* alla valvola e di livellare le punte (ad *AF*) del potenziale che si forma agli estremi di *R* agendo in questa funzione come il condensatore *C* del rivelatore precedente.

L'insieme del condensatore e della resistenza prende il nome di « falla di griglia » (o grid leak) ed ha valori critici sia in relazione alla sensibilità come alla frequenza.

Il comportamento del rivelatore a falla di griglia rispetto ai segnali deboli ed ai segnali forti è il seguente:

Un segnale debole che giunga alla griglia la troverà ad un potenziale leggermente positivo (qualche μV) e quindi potrà facilmente venire raddrizzato e formare perciò una *d.d.p.* agli estremi di *R* venendo perciò rivelato.

Un segnale forte, al contrario, determinerà una più intensa corrente di griglia per cui questa assumerà un potenziale più negativo (dovuto alla caduta in *R*) e quindi si troverà in condizioni di non raddrizzare molto efficacemente i periodi successivi della oscillazione. Il segnale debole è dunque in netto vantaggio.

Il rivelatore a caratteristica di griglia è quindi adatto a quei ricevitori nei quali manca l'amplificazione di *AF*.

I valori di *R* e di *C* influiscono sulla sensibilità nel senso che se il valore di *R* è elevato basta un segnale tenuissimo perchè ai suoi estremi si formi una *d.d.p.* rilevante mentre il contrario avviene se il valore di *R* è basso. Aumentando invece la capacità di *C* si facilita il passaggio della corrente ad *AF* dal circuito oscillatorio alla griglia con aumento di sensibilità.

Per la ragione detta per il condensatore analogo del sistema precedente la capacità ha però un limite oltre il quale la sua azione diventa tale da spianare completamente tutte le variazioni del potenziale di griglia e da arrestare quindi il funzionamento del rivelatore.

La diversità di comportamento dei due sistemi è visibile dalle curve della fig. 172 nella quale i valori dell'ampiezza del segnale applicato sono indicati dalla ascissa e quelli del segnale rivelato

dalla ordinata. Dalla figura suddetta è assai evidente l'attitudine alla rivelazione dei segnali deboli della rivelatrice di griglia. Va infine notato che mentre nella rivelazione per caratteristica di placca ad ogni aumento della ampiezza della oscillazione ad *AF* si ha un aumento di intensità anodica, il contrario si ha per la rivelazione di griglia.

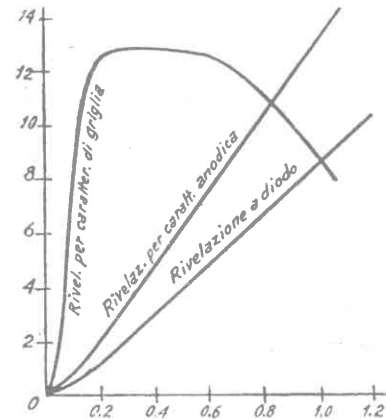


Fig. 172

c) *Rivelazione a diodo.* -

Un terzo sistema di rivelazione ora molto in uso, è quello a diodo. L'oscillazione viene raddrizzata da un diodo speciale per bassa tensione che la trasforma in pulsante. Detta corrente attraversando una resistenza crea agli estremi di essa una *d.d.p.* proporzionale alla intensità della corrente stessa e quindi a quella del segnale.

Detta *d.d.p.* dopo essere ridotta ad una pulsante di *BF* mediante un condensatore che svolge la funzione di

cui già è stato detto per i sistemi precedenti, viene applicata fra griglia e catodo di una comune amplificatrice.

Il sistema a diodo che è eccellente per la linearità della rivelazione dei segnali sufficientemente intensi non lo è per i segnali molto deboli, perchè a cagione del lavoro iniziale necessario per vincere la carica spaziale che si forma attorno al catodo, la curva del diodo presenta un notevole ginocchio inferiore nel quale vengono a cadere le oscillazioni di debole intensità che non possono essere rivelate non essendo in grado di compiere tali lavori iniziali (1).

(1) — Si dimostra che in tal caso, si ha una forma particolare di rivelazione « per deformazione » e che il segnale rivelato, sebbene molto piccolo rispetto all'ampiezza dell'oscillazione modulata cresce con il quadrato di quest'ultima.

Alcuni diodi montati nelle valvole multiple moderne riducono però fortemente i fenomeni suddetti mediante un artificio che consiste nel creare un campo positivo esterno mediante una placchetta caricata positivamente, che viene solitamente connessa alla griglia schermo della sezione amplificatrice, che ha lo scopo di sobbarcarsi il lavoro di estrazione degli elettroni e della riduzione della carica spaziale.

d) *Rivelazione a cristallo.* - Taluni cristalli quali la galena, la zincite, il carborundum ecc. quando siano messi in contatto con punte metalliche (o con altri cristalli), presentano la proprietà di lasciar passare la corrente in un solo senso.

Il fenomeno, sebbene molto studiato non è stato ben chiarito, taluni lo attribuiscono ad azioni elettrolitiche molecolari nel cristallo a cagione della sua doppia natura metallica e metalloidale (metalli elettronegativi metallodi elettropositivi). Comunque sia va notato che la rivelazione a cristallo ha ottime qualità, specie per le OC, che vanno poste in rilievo.

1) La capacità fra i due elettrodi (cristallo e punta) è minima.

2) L'inerzia elettronica è quasi nulla data l'estrema vicinanza della punta esploratrice alle molecole dalle quali gli elettroni si staccano.

3) La sensibilità è molto elevata non essendovi alcun lavoro iniziale per vincere tensioni superficiali o cariche spaziali.

L'inconveniente principale dell'impiego dei cristalli sta nella scomodità della loro regolazione e nella deficienza che presentano alla rivelazione dei segnali molto intensi.

47) LA REAZIONE E LE SUE APPLICAZIONI

Abbiamo detto (§ 11) che nel circuito anodico di una valvola amplificatrice si hanno variazioni di intensità corrispondenti alle variazioni del potenziale di griglia.

La reale amplificazione della valvola è espressa dal rapporto fra la potenza della componente alternata della corrente anodica e quella della oscillazione dissipata nel circuito di griglia.

Quando la valvola funziona con griglia sempre negativa, non si avrà alcuna potenza dissipata nel circuito di griglia (§ 11 e § 29). In tali condizioni l'amplificazione reale della valvola dovrebbe essere elevatissima.

La ragione principale dell'abbassamento della amplificazione reale della valvola risiede principalmente nelle perdite che si hanno nel circuito oscillatorio connesso alla griglia della valvola.

Il suddetto circuito oscillatorio viene, nella maggioranza dei casi, alimentato per accoppiamento magnetico cosicché, come si è detto (§ 8) lo si può considerare come circuito oscillatorio in serie, dal quale si deriva, dagli estremi dell'induttanza o della capacità, l'oscillazione da applicarsi fra griglia e catodo.

Abbiamo anche visto che il potenziale ricavabile agli estremi di L o di C in condizioni di risonanza è:

$$V = \frac{v}{2\pi fCR} \quad \text{ed} \quad V = \frac{2\pi fLv}{R}$$

cioè che il potenziale è in entrambi i casi inversamente proporzionale alla resistenza ohmica del circuito oscillatorio.

La resistenza del circuito oscillatorio si riduce alla sola resistenza dei conduttori quando sia isolato magneticamente ed elettricamente nello spazio, ma nel caso pratico questa condizione non si verifica dovendo il circuito oscillatorio essere accoppiato per via magnetica con un altro circuito (che può essere quello d'aereo e quello anodico della valvola precedente).

Il circuito a cui quello oscillante è accoppiato è sempre in grado di assorbire energia da questo.

Infatti, l'oscillazione passa dall'induttanza d'aereo (o di placca della valv. prec.) sul circuito oscillatorio e questo diviene sede di oscillazioni comportandosi a sua volta da primario rispetto a quello.

Se si tratta del circuito d'aereo, l'energia così sottratta al circuito oscillatorio va dispersa in esso a causa della resistenza complessiva dell'aereo (§ 22). Se si tratta di circuito anodico, l'energia, sottratta va dispersa nell'interno della rispettiva valvola a cagione della resistenza interna di questa.

La sottrazione di energia ad opera di circuiti accoppiati ai circuiti oscillatori, dal punto di vista matematico si considera come un aumento della resistenza ohmica globale del circuito oscillatorio (§ 8).

Per ovviare a tale inconveniente si riducono gli accoppiamenti, si evitano le correnti di dispersione nelle masse metalliche prossime alle induttanze, si avvolgono queste con conduttori di grande sezione, si ricorre ai condensatori a minima perdita ecc.

Tutti questi accorgimenti hanno però un limite di applicabilità ristretto.

La soluzione più radicale del problema è ottenuta con la applicazione della reazione.

La reazione consiste nell'introdurre nel circuito oscillatorio un ente tale da compensare o neutralizzare gli effetti della resistenza.

Detto ente a causa della sua funzione è detto « resistenza negativa » ed è rappresentato da un ritorno della oscillazione già amplificata presente nel circuito anodico della valvola sul circuito oscillatorio connesso alla griglia stessa.

Il funzionamento della reazione è il seguente:

Sia F la frequenza dell'oscillazione in arrivo ed f quella con cui essa è modulata. Applicando detta oscillazione al circuito di griglia della valvola si formeranno nel circuito anodico delle oscillazioni corrispondenti che non hanno un ritardo di fase apprezzabile sulle prime (essendo tale ritardo rappresentato dal tempo richiesto dagli elettroni per andare dal filamento alla placca, che è trascurabile di fronte al tempo nel quale si compie il periodo di F) ed hanno identica frequenza.

Ma due correnti alternate isocrone sono sovrapponibili (§ 3) ed è quindi logico che le oscillazioni del circuito anodico possano essere usate per rafforzare quelle del circuito oscillatorio di griglia.

È dunque possibile in tal modo ridurre gli effetti della resistenza del circuito oscillatorio o, in linguaggio matematico, introdurre una resistenza negativa.

La condizione limite del fenomeno si ha per un valore di energia trasferita dal circuito anodico a quello di griglia pari a

quello della energia dissipata dalla resistenza complessiva del circuito oscillatorio ossia per un valore di resistenza positiva pari a quello della resistenza negativa.

Infatti, è evidente che sino a che il trasferimento di energia sta al di sotto di un tale limite, l'energia dell'oscillazione del circuito oscillatorio tende naturalmente a decrescere (come avviene per il livello di un liquido in un serbatoio che ha un tubo di carico di minor portata di quello di scarico) e segue perciò sempre le variazioni di ampiezza impresse dalla modulazione.

Quando invece un tale limite viene sorpassato, essendo maggiore l'energia che si trasferisce sul circuito oscillatorio di quella che in esso viene dissipata, si avrà un continuo aumento della energia in giuoco nel circuito oscillatorio cosicchè l'oscillazione si renderà indipendente da quella del segnale in arrivo e non subirà quindi alcuna variazione di ampiezza per la modulazione di questo.

L'ampiezza dell'oscillazione nel circuito oscillatorio aumenterà dunque fino a che le caratteristiche della valvola lo consentono (come il livello di un liquido in un serbatoio avente un tubo di carico di maggiore portata di quello di scarico).

La valvola ed il circuito oscillatorio verranno in definitiva a costituire un generatore di oscillazioni ad AF .

La differenza fra una valvole « a reazione » ed una valvola oscillatrice sta nel solo fatto che nel circuito oscillatorio della prima predomina la resistenza positiva (dissipazione) mentre in quello della seconda predomina la negativa (accumulamento di energia).

Nei ricevitori a reazione nei quali il trasferimento di energia è variabile, è facile notare il passaggio della valvola da una condizione all'altra (innesco).

Il fenomeno della reazione è detto anche « rigenerazione ».

Dopo quanto si è detto non dovrà più stupire che i circuiti impiegati per gli oscillatori coincidano in ultima analisi con quelli usati nei ricevitori a reazione e sarà anche facile capire per quali ragioni il circuito oscillatorio, che nei primi figura solitamente nel circuito anodico, nei secondi figura in quello di griglia.

Oltre alle funzioni citate, a cagione della concordanza di fase fra l'oscillazione anodica e quella di griglia, la reazione porta

alla compensazione degli effetti della capacità fra placca e griglia, a quella che è nota sotto il nome di « neutralizzazione » della valvola e che in effetto non è che una reazione limitata.

È quindi facile capire come sorpassando il limite di neutralizzazione negli amplificatori di AF neutralizzati (neutrodine) si giunge a far innescare delle oscillazioni nei circuiti stessi e perchè i circuiti usati per le neutrodine siano in fondo quelli impiegati per la reazione e viceversa.

La spiccata sensibilità e selettività delle neutrodine va attribuita alla diminuzione della resistenza dei circuiti oscillatori per effetto « della resistenza negativa » introdotta oltre a quello della neutralizzazione della capacità intraelettrodica.

La reazione può venire impiegata tanto con valvole amplificatrici come con valvole rivelatrici.

LA REAZIONE E LE $O.C.$

La reazione acquista aspetti particolarmente interessanti in relazione alle $O.C.$ Infatti, per tali onde si ha una elevata resistenza nei conduttori a causa dell'effetto della pelle § 15, un forte trasferimento di energia del circuito oscillatorio al circuito al quale questo viene accoppiato, un forte coefficiente di smorza-

mento ($\alpha = \frac{2R}{L}$) perchè il valore di L è piccolo, ed un forte

trasferimento di energia per capacità fra gli elettrodi della valvola. Abbiamo però visto come il rimedio a tali inconvenienti sia rappresentato dalla reazione ed è quindi comprensibile che questa riesca così utile ed efficace nelle applicazioni alle onde corte.

Quando però il tempo impiegato dagli elettroni per andare dal catodo alla placca non è più trascurabile rispetto a quello della durata di un periodo della oscillazione, data la brevità di quest'ultimo, avverrà che l'oscillazione presente nel circuito di placca non sarà più in corcondanza di fase con quella presente sul circuito di griglia ma avrà un ritardo pari al tempo impiegato dagli elettroni.

Lo sfasamento può raggiungere anche proporzioni tali per cui le due oscillazioni non sono più atte a sovrapporsi ed è appunto questa una delle ragioni per cui la reazione cessa di manifestarsi quando la si impiega per le onde ultracorte.

CIRCUITI A REAZIONE

Sebbene la reazione sia sorta come applicazione agli amplificatori di AF , la si usa assai più spesso su gli stadi di rivelazione. Ciò deriva dal fatto che dove non vi è amplificazione di AF , tutte le funzioni principali vengono addossate alla valvola rivelatrice la quale ha così bisogno di essere sensibilizzata al massimo grado.

La reazione sullo stadio rivelatore è resa possibile dal fatto che nel circuito anodico dello stadio stesso è sempre presente la componente alternata ad AF che comunemente viene sottratta al circuito anodico mediante condensatori di fuga ma che in questo caso viene incanalata nel circuito di reazione.

La fig. 173 mostra diversi circuiti di rivelatori a reazione, fra questi vanno notati: Il circuito Reinartz (3) nel quale il condensatore C_2 è impiegato quale assorbitore della reazione anzichè come trasferitore, il circuito Armstrong che realizza l'accoppiamento fra il circuito oscillatorio anodico e quello di griglia per effetto della capacità interna della valvola (placca griglia) ed il circuito a reazione separata nel quale una valvola funziona da rigeneratrice e l'altra da rivelatrice sfruttando entrambe lo stesso circuito oscillatorio.

Oltre ai circuiti citati se ne conoscono molti altri per lo più derivati da questi.

REAZIONE CATODICA

La grande diffusione delle valvole a riscaldamento indiretto e la relativa indipendenza del catodo dal filamento in tali valvole, ha permesso di realizzare circuiti nuovi nei quali viene sfruttata la corrente che dal catodo passa per andare al negativo anodico.

Una prima applicazione di tale criterio, si ha negli stadi con valvole autopolarizzate nei quali cioè la tensione negativa per la valvola viene ricavata per caduta (in una resistenza) dal circuito catodico. Un'altra applicazione si ha nello stadio « invertitore di fase » degli amplificatori BF in controfase, essa si differenzia dalla precedente per il fatto che per essa non si sfrutta la caduta a corrente continua, bensì quella a BF nella resistenza posta in serie al catodo.

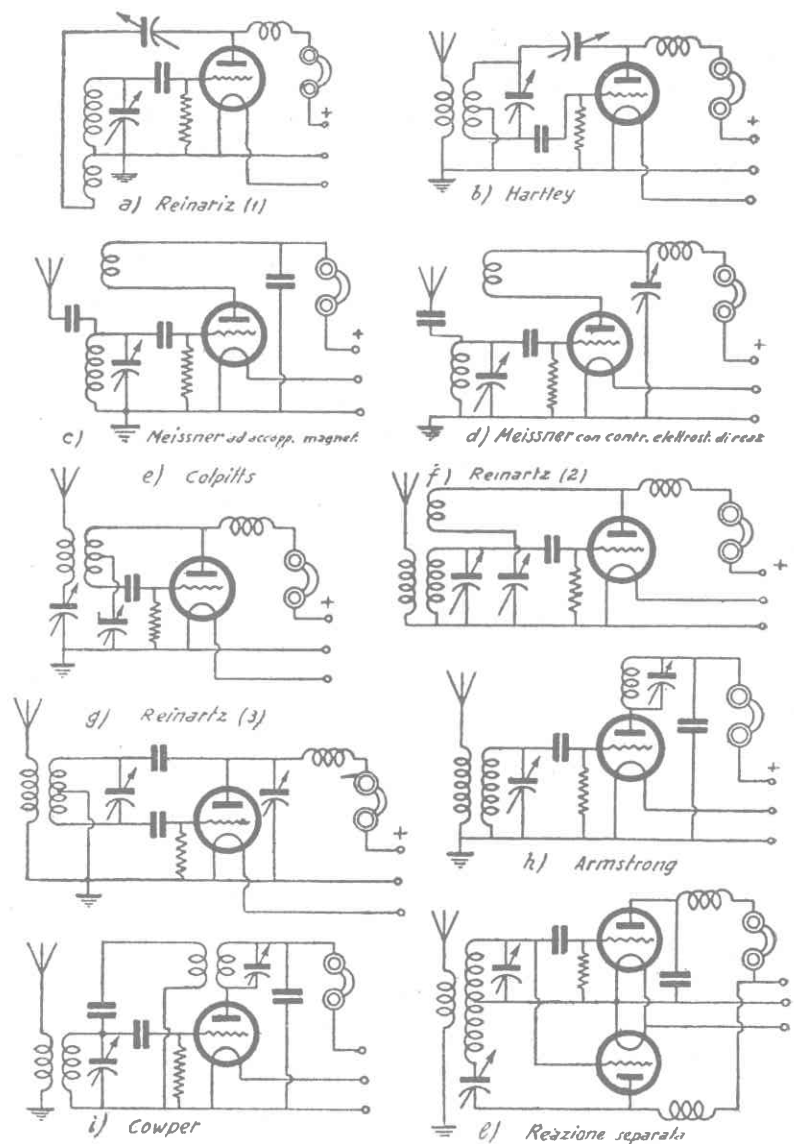


Fig. 173

Nella applicazione che ci interessa, si sfrutta invece la componente ad alta frequenza che scorre nel circuito catodico.

La corrente che scorre fra il catodo ed il negativo non è che la continuazione di quella anodica, è quindi intuitivo che se fra catodo e negativo si mette una induttanza e la si accoppia con un circuito oscillatorio connesso fra griglia e catodo (fig. 174 a) si verificano gli stessi fenomeni che si avrebbero accoppiando invece al detto circuito oscillatorio la stessa induttanza posta in serie all'anodo invece che al catodo (fig. 174 b).

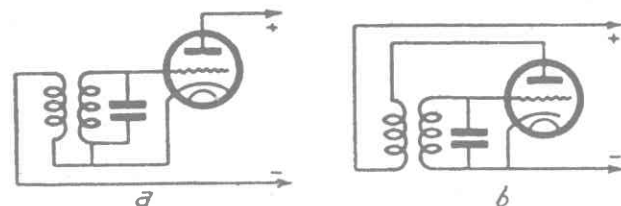


Fig. 174

Si è detto che il semiperiodo negativo della componente alternata di placca si ha quando la griglia è nel semiperiodo positivo perchè in quel momento l'intensità anodica è massima e quindi maggiore è la caduta nella bobina di reazione.

Al massimo di corrente nelle valvole corrisponde però un massimo positivo di tensione al catodo (perchè la caduta aumenta ai capi della bobina di catodo). L'andamento delle tensioni del catodo si svolge dunque in opposizione a quello delle tensioni di placca.

Mentre con la reazione di placca la bobina di reazione deve creare un campo magnetico in opposizione di fase a quella del circuito oscillatorio e quindi deve essere avvolta in senso inverso, nella reazione di catodo il senso di avvolgimento delle spire coincide con quello della induttanza del circuito oscillatorio.

Come nell'Hartley alimentato in serie di fig. 175 si utilizza una parte dell'induttanza del circuito oscillatorio per produrre la reazione sul rimanente (parte contrassegnata con la freccia), nella reazione di catodo si effettua la reazione sfruttando ugualmente parte dell'induttanza del circuito oscillatorio (fig. 176).

A causa della opposizione di fase fra placca e catodo, il percorso deve però essere invertito. Infatti nella fig. 175 il ritorno

di AF è al centro e la placca è collegata all'estremo del circuito oscillatorio mentre nella fig. 176 il ritorno di AF è all'estremo ed il catodo che fa le funzioni di placca agli effetti della reazione ma con fasi opposte) è collegato alla presa intermedia.

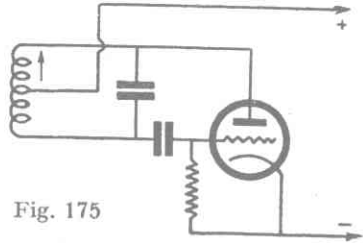


Fig. 175

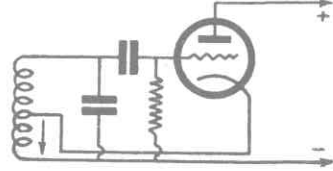


Fig. 176

La reazione di catodo equivale dunque in tutto e per tutto alla reazione di placca, essa è particolarmente utile nei casi nei quali è preferibile avere la placca libera onde poterla connettere ad altri circuiti (come ad esempio nei circuiti *ECO*, ecc.).

50) RICEVITORE A 3 + 1 VALVOLE PER O.C. A CORRENTE ALTERNATA

L'apparecchio è costituito da una valvola amplificatrice di AF aperiodica (pentodo multi- μ) e di una rivelatrice a reazione (pentodo d' AF) e di un pentodo di potenza connesso a resistenze capacità (fig. 177).

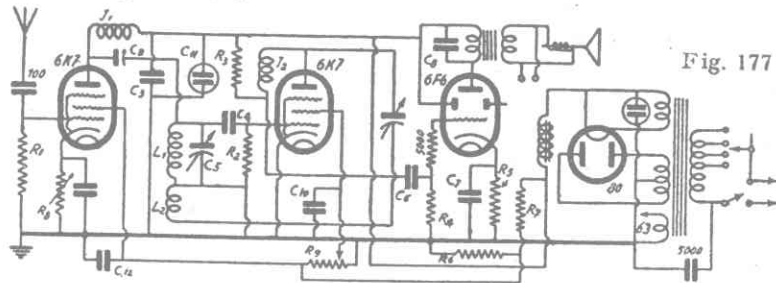


Fig. 177

Il ricevitore presenta la particolarità di avere un solo condensatore variabile per la ricerca delle stazioni ed una sola induttanza di facile sostituzione, per il cambiamento della gamma d'onda,

L'accoppiamento fra lo stadio di amplificazione di AF e la rivelatrice a reazione è ottenuto per via elettrostatica mediante l'impedenza di $AF J_1$ ed il condensatore regolabile C_2 .

Il controllo della reazione è ottenuto mediante il « verniero » C_9 ad aria che dovrà essere isolato elettricamente dal telaio ma che dovrà essere schermato accuratamente.

Il pentodo finale è in grado di azionare un dinamico normale, ma siccome a chi si occupa di onde corte interessa soprattutto la ricezione di stazioni molto lontane, è previsto un interruttore in serie alla bobina mobile dell'altoparlante che permette di includere od escludere una cuffia.

Il ricevitore va montato su telaio di alluminio e le due prime valvole vanno fornite di schermi (fig. 178).

L'induttanza $L_1 L_2$ che è disposta in vicinanza del variabile C_5 è priva di schermatura ed è montata su di uno zoccolo di valvola americana a 4 piedini di cui ne vengono utilizzati solo tre. La messa a punto del ricevitore è semplicissima, anzi si può affermare che di messa a punto non se ne richiede.

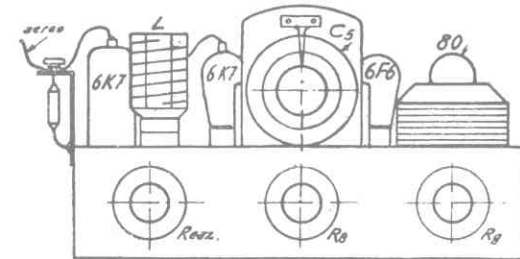


Fig. 178

Si renderà solo necessaria la regolazione di C_2 e lo spostamento dei cursori sulle induttanze.

Come per gli apparecchi precedenti, a regolazione avvenuta, le prese che si fanno sulle spire delle induttanze, andranno saldate. Il movimento del variabile C_5 dovrà essere lentissimo e si rende perciò necessaria una buona demoltiplica.

La selettività del ricevitore non è molto alta ed il ricevitore non è quindi molto indicato per la ricezione delle stazioni diletantistiche di oltreoceano. Ciò non toglie che queste siano egual-

mente udibili e con esse un buon numero di stazioni diffonditrici in altoparlante. I valori dei componenti sono i seguenti:

R_1	20.000 Ω	1/2 W	C_1	0,5 μF	carta
R_2	1 M Ω	1/2 W	C_2	20 $\mu\mu F$	regolabile
L_3	250.000 Ω	1 W	C_3	5.000 $\mu\mu F$	mica
R^o	500.000 Ω	1/2 W	C_4	150 $\mu\mu F$	"
L_5	500 Ω	2 W	C_5	100 $\mu\mu F$	variab. aria
L_6	20.000 Ω	1 W	C_6	10.000 $\mu\mu F$	carta
L_7	50.000 Ω	1 W	C_7	0,5 μF	"
L_8	20.000 Ω	variabile	C_8	4.000 $\mu\mu F$	mica
R_9	50.000 Ω	"	C_9	50 $\mu\mu F$	verniero aria
			C_{10}	0,5 μF	carta
			C_{11}	4 μF	"
			C_{13}	8 μF	elettrolitico

Il trasformatore di alimentazione sarà da 50-65 W, tensioni primarie solite; secondarie 2x330 V (per alimentare le placche della raddrizzatrice), 4 V-2 A (per il fil. della raddrizzatrice) 6,3 V-2 A per il filam. delle altre valvole.

Le valvole che compongono il ricevitore sono di serie americana e precisamente 6K7, 6K7, 6F6 e 80.

I collegamenti del circuito d'accensione vanno eseguiti con filo di sufficiente sezione (diam. mm. 10/10). I collegamenti dovranno, in ogni caso, essere i più brevi possibili e le saldature dovranno essere fatte con pasta salda (non acido).

DATI DELLE INDUTTANZE

(Supporto da 25 mm.)

Banda 1,75 MHz	
(da 1150 a 1800 kHz)	
Spire 103 affiancate con presa alla 25 ^a	filo 0,32
Banda 3,5 MHz	
(da 2 a 3,4 MHz)	
Spire 59 affiancate con presa alla 18 ^a	filo 0,5
Banda 7 MHz	
(da 3,8 a 6,2 MHz)	
Spire 21 Sintonia, lunghezza 32 mm.	filo 0,5
" 18 Reazione affiancata	filo 0,32

Banda 14 MHz

(da 6,4 a 12,7 MHz)

Spire 14 Sintonia, lunghezza 32 mm.	filo 0,5
" 7 Reazione affiancata	" 0,32

Banda 28 MHz

(da 24 a 45 MHz)

Spire 7 Sintonia, lunghezza 32 mm.	filo 0,5
" 4 Reazione affiancata	" 0,5

La tensione della griglia schermo della rivelatrice dovrà risultare inferiore ai 40 volt e superiore ai 25 a reazione innescata. Tale condizione è necessaria al buon funzionamento del ricevitore.

Data la notevole potenza d'uscita si potrà sfruttare egregiamente tale ricevitore come riproduttore fonografico (amplificatore) o come alimentatore-modulatore per esperimenti di emissione di piccola potenza.

La gamma d'onda può essere estesa a piacere mediante altre induttanze, non però alle onde medie (tranne che per la ricezione della locale e qualche altra stazione).

Se si vuole realizzare un apparecchio particolarmente idoneo alla ricezione delle emissioni dilettantistiche è allora vivamente consigliabile l'impiego delle bobine i cui dati sono contenuti a pag. 192. Avvertiamo però subito che la ricezione non può essere estesa alla banda dei 110 MHz, e ciò a causa della elevata capacità interelettrodica delle valvole ed alla distanza intercorrente fra gli elettrodi delle valvole stesse. Giova allo scopo leggere attentamente il contenuto delle predette pagine.

Le bobine descritte mancano però degli avvolgimenti di reazione questi pertanto avranno le caratteristiche seguenti:

Banda 1715 kHz	spire 12	filo 2/10	distanziate 3/10
" 3,5 MHz	" 8	" 2/10	" 5/10
" 7 MHz	" 6	" 2/10	" 1 mm
" 14 MHz	" 5	" 2/10	" 2 "
" 28 MHz	" 3,5	" 2/10	" 2 "
" 56 MHz	" 2	" 2/10	" 2 "

Questi avvolgimenti si intendono effettuati sullo stesso supporto delle bobine, in prosecuzione dell'avvolgimento di sintonia.

Un notevole accrescimento della sensibilità di questo ricevitore si può conseguire inserendo al posto di R_1 un circuito oscillatorio simile ad $L_1 C_5$, adottando per condensatori d'aereo una capacità di $50 \mu\mu F$.

51) RICEVITORE A REAZIONE PER O. C. ED U. C.

Questo ricevitore, a differenza del precedente si presta a funzionare anche sulle bande di frequenza più elevate. Il funzionamento è anche assicurato per le bande di frequenza più basse. Questo risultato è consentito dall'impiego della 955 come rivelatrice a reazione.

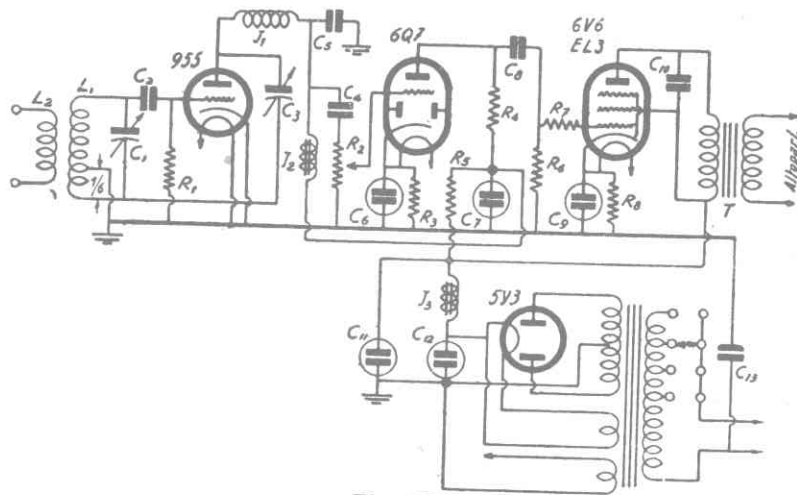


Fig. 179

La valvola 955 è un tipo a «ghianda» di cui sono state indicate le caratteristiche ed i dati di impiego a pag. 119

Il segnale di BF ottenuto dalla 955 ai capi della bobina di arresto per BFJ_2 viene amplificato da un sensibile amplificatore di BF costituito da una 6Q7 e da una valvola finale 6V6 o EL3.

L'alimentazione è comunissima e viene ottenuta con una valvola 5Y3 o con una '80.

Stante la particolare costituzione del circuito della valvola rivelatrice, i due condensatori variabili principali, ossia C_1 e C_3 debbono avere le armature entrambe isolate dalla massa ed in condizioni tali da offrire la minima capacità verso questa. E all'uopo conveniente fare uso di condensatori con albero di materiale isolante (comunemente di ceramica, di solito calite).

Un'altra particolarità importante da osservare è la massima brevità dei collegamenti fra gli elettrodi della 855 ed il circuito oscillatorio.

Anche i collegamenti fra la bobina del circuito oscillatorio ed i condensatori variabili devono essere brevissimi. E opportuno non superare i 30 mm. di lunghezza.

Questi collegamenti possono essere realizzati con filo da 0,8 mm. stagnato nudo, gli altri collegamenti del ricevitore possono essere effettuati con fili comuni ricoperti.

Per montare la 955 è necessario usare l'apposito portavalvola. Bisogna avere molta cura nell'introduzione della valvola perchè con grande facilità il vetro, nella prossimità dei peduncoli si scheggia e può giungere a far entrare aria nell'interno della valvola danneggiandola irrimediabilmente.

Per il passaggio da una banda all'altra è da escludersi nel modo più assoluto l'uso di commutatori. Non vi è altro metodo che l'impiego di induttanze con spine ad innesto.

È preferibile in ogni caso l'impiego di materiale ceramico per i supporti. Ove sia necessario eseguire qualche lavorazione è raccomandabile l'impiego del «Luwican» ottimo per la sua bassa costante dielettrica.

I valori relativi alle varie parti sono indicati qui di seguito:

C_1	25 $\mu\mu F$ ad aria	C_{12}	16 μF elettrol. 500 VP
C_2	50 $\mu\mu F$ mica	C_{13}	5.000 $\mu\mu F$ a carta
C_3	10 $\mu\mu F$ ad aria	R_1	1 $M\Omega$ 0,5 W
C_4	50 000 $\mu\mu F$ a carta	L_2	0,3 $M\Omega$ potenziometro
C_5	1 000 $\mu\mu F$ mica	R_3	4 000 Ω 0,5 W
C_6	50 μF elettrol. 25 volt	R_4	0,1 $M\Omega$ 0,5 »
C_7	8 μF » 250 V.P.	R_5	40 000 Ω 1 »
C_8	20 000 $\mu\mu F$ a carta	R_6	0,3 $M\Omega$ 0,5 W
C_9	50 μF elettrol. 25 volt	R_7	500 Ω 0,25 W
C_{10}	5 000 $\mu\mu F$ a carta		
C_{11}	8 μF elettrol. 500 VP		

L'impedenza J_1 è per alta frequenza del tipo descritto a pag. 209. Se si intende però far funzionare il ricevitore a frequenze relativamente basse, è opportuno disporvi in serie una bobina di arresto per AF di circa 5 mH .

L'impedenza J_2 è una bobina a nucleo da 60 Henry, può servire in sua vece il secondario di un comune trasformatore intervalvolare.

L'impedenza di filtro J_3 è da 30 Henry se si usa un altoparlante magnetico. Se si usa invece un dinamico, la predetta impedenza è costituita dall'avvolgimento di eccitazione dell'altoparlante stesso che deve essere di circa 1500 ohm.

Il trasformatore T è un comune trasformatore di uscita per un carico di 7000 ohm (ossia per pentodi).

Se si usa la valvola 6V6 la resistenza R_8 deve essere di 350 ohm, se si usa invece una EL3 la cui sensibilità è più elevata, la predetta resistenza sarà di 160 ohm.

Il trasformatore di alimentazione deve essere in grado di fornire le seguenti tensioni secondarie.

Secondario AT volt 2×300 mA per ramo

1° Secondario BT : volt. 5 amp. 2

2° » BT : » 6,3 » 3

Quanto alle bobine, esse sono costituite da quelle descritte a pag. 192 con la sola variante che sull'avvolgimento va effettuata una presa per la massa. Detta presa si trova ad $1/6$ delle spire (tratto percorso dalla corrente di reazione).

Ogni bobina è completata dall'avvolgimento di aereo che è costituito da $1/5$ delle spire fino alla banda di 28 Mc e da $1/3$ delle medesime per le bande 56 e 110 Mc .

Il ricevitore può essere alimentato anche da un aereo bilanciato con linea di discesa. L'accoppiamento ideale fra circuito d'aereo e circuito oscillatorio si ha quando il fattore di merito globale di quest'ultimo scende a metà del suo valore per effetto dell'accoppiamento.

52) LA SUPERREAZIONE O SUPERRIGENERAZIONE

Abbiamo detto (§ 47) che spingendo oltre un dato limite l'accoppiamento fra il circuito anodico e di griglia, la valvola entra in oscillazione (eccedenza di resistenza negativa). Se non avvenisse tale fenomeno e la valvola potesse venir usata ancora per la ricezione, si avrebbe una amplificazione altissima dei segnali.

Su questo principio Armstrong ha ideato un dispositivo che permette alla valvola di entrare nella condizione suddetta a brevissimi intervalli, tanto brevi da non permettere la formazione di autooscillazioni (fig. 180).

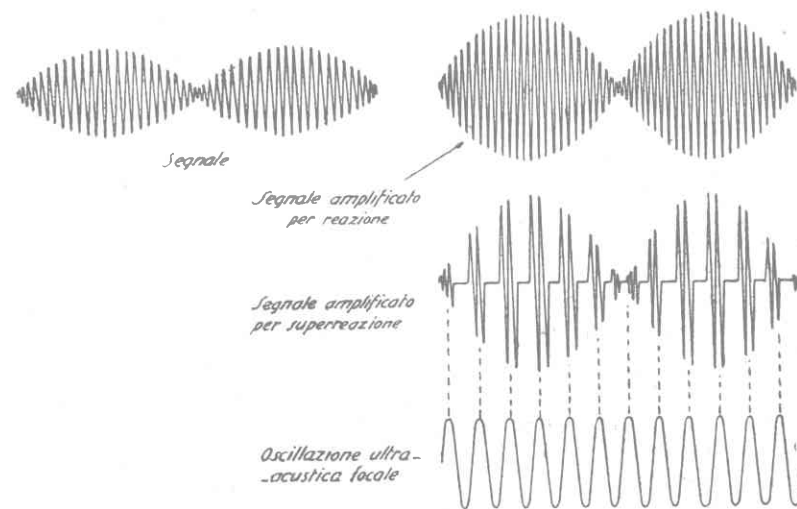


Fig. 180

Il dispositivo in questione consiste in un oscillatore a frequenza ultraacustica che modula la placca di una comune rivelatrice a tal punto da interrompere ad intervalli l'oscillazione di questa.

Si è anche constatato che l'amplificazione del segnale è proporzionale al rapporto $\frac{f_1^2}{f_2^2}$ fra il quadrato della frequenza del segnale ed il quadrato di quella prodotta dall'oscillatore ultracustico locale. È quindi evidente che la resistenza del ricevitore sarà tanto più alta quanto più corta è l'onda che si vuol ricevere.

Tale caratteristica è importante per le applicazioni ai ricevitori ad onde corte.

L'oscillatore ultracustico locale può essere sostituito anche da un particolare modo di far funzionare la valvola rivelatrice a reazione.

Basta infatti tenere sovrainnescata la reazione che con adatte costanti nel circuito di griglia (resistenza di fuga e condensatore di griglia) la valvola si blocca intermittenemente.

La frequenza con cui la valvola si blocca e sblocca ritmicamente dipende dai valori della predetta resistenza e capacità.

Questo fenomeno, che è qui sfruttato per realizzare ricevitori di minime proporzioni e di elevatissima sensibilità (dell'ordine di qualche microvolt.), si presenta però spesso anche quando meno è necessario ossia negli oscillatori dei trasmettitori o dei ricevitori supereterodina. In questi casi la presenza di superreazione è dannosa e si rivela soltanto dal fatto che l'oscillazione generata presenta due spettri di bande laterali di notevole entità. Per eliminare il difetto si deve disaccoppiare la reazione e ridurre la capacità del condensatore di griglia sino a far sparire le bande.

Il funzionamento dei ricevitori a superreazione è caratterizzato da un forte fruscio (che deve essere presente) su tutta la banda coperta dal variabile. Quando un segnale giunge al ricevitore, il fruscio scompare ed in sua vece si ha la ricezione del segnale stesso. Questa è una delle ragioni principali per cui è difficile fare misure di sensibilità e selettività su questi ricevitori. Infatti, a causa del fruscio gli indicatori di uscita segnano press'a-poco gli stessi valori tanto con segnale che in assenza di esso.

Quando si usa un generatore locale di frequenza di interruzione bisogna far bene attenzione che la valvola rivelatrice non superrigeneri per conto suo perchè in tale caso si formano noiosi battimenti fra le due frequenze di interruzione.

I ricevitori a superreazione irradiano oscillazioni con spettri di bande di modulazione che si estendono a qualche centinaio di kH_z .

53) RICEVITORE PER ONDE CORTISSIME A SUPERREAZIONE (3 VALVOLE C.C.)

Il ricevitore a superreazione di cui forniamo i dati (fig. 181) ha un funzionamento così uniforme lungo la banda da consentire risultati sicuri quali non sempre si possono attendere da un ricevitore a superreazione.

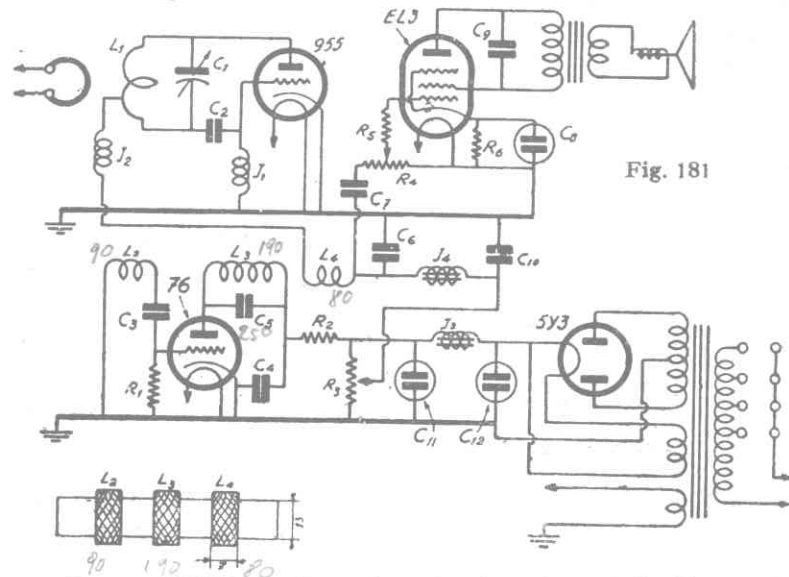


Fig. 181

La sensibilità massima misurata si aggira sui $3 \mu V$, quanta cioè ne compete ad uno dei più sensibili ricevitori ad onde corte, per contro però la selettività non è molto alta (dell'ordine dei $0,5 MHz$).

Il ricevitore si compone sostanzialmente di un triodo 955 oscillatore che viene modulato da un triodo comune (76) oscil-

lante a frequenza ultracustica (150 KHz). Il segnale rivelato-amplificato viene ricavato dal circuito anodico ed inviato alla griglia di una sensibile valvola di potenza (pentodo europeo $EL3$).

È importante notare che la valvola 955 viene fatta funzionare senza polarizzazione di griglia e con tensione anodica molto bassa.

Per la banda compresa fra 150 e 200 MHz , il condensatore di accordo è da 12 $\mu\mu F$ 3 di residua propria) ed è di tipo speciale avente cioè due statori ed un rotore montato su albero di isolante ceramico.

Le due impedenze J_1 e J_2 sono costituite rispettivamente da due avvolgimenti di filo da 0,08 mm. effettuati su bastoncini di ceramica da 6 mm. di diametro e componentisi di 120 spire distanziate 2/10 di mm. Per ottenere questa spaziatura basta avvolgere insieme al filo di 0,08 mm. del filo smaltato da 0,2 che poi si toglie.

L'induttanza di accordo è costituita da 2 spire di filo da 1,5 mm. nudo su di un diametro interno di 18 mm.

La presa sulla induttanza non è affatto critica. Il primario è costituito da una sola spira dello stesso filo da accoppiarsi in misura diversa a seconda dell'aereo piegato.

Le tre bobine L_2 , L_3 ed L_4 del generatore della frequenza « di interruzione » sono del tipo a nido d'ape, avvolte su tubo da 13 mm. di diametro, di 7 mm. di spessore ciascuna. L_2 si compone di 90 spire $20 \times 0,05$ (Litz); L_3 si compone di 190 spire dello stesso filo ed L_4 si compone di 80 spire dello stesso filo. L'induttanza L_3 che è quella di accordo è di 450 μH e risuona intorno ai 150 KHz con una capacità di accordo di circa 250 $\mu\mu F$.

Nella realizzazione è da tenere in principale considerazione la necessità di tenere assolutamente brevissimi i collegamenti fra bobina L_1 , condensatori C_1 e C_2 e valvola 955.

L'apparecchio non ha bisogno di alcuna messa a punto particolare, basterà sincerarsi che la 76 oscilla e per verificare ciò basta semplicemente inserire uno strumento, milliamperometro da 1 mA o meglio un microamperometro, in serie alla resistenza di griglia L_1 . Si deve ottenere una indicazione di 300 a 500 microampère.

I valori degli organi componenti sono i seguenti:

C_1	12 $\mu\mu F$ ad aria	R_1	125 000 1/2 watt
C_2	10 $\mu\mu F$ mica	R_2	25 000 1 watt
C_3	500 $\mu\mu F$ »	R_3	100 000 potenziometro
C_4	10 000 $\mu\mu F$ carta	R_4	0,5 $M\Omega$ potenziometro
C_5	250 $\mu\mu F$ mica	R_5	500 Ω 0,25 w
C_6	2 000 $\mu\mu F$ »	R_6	160 Ω 0,5 w
C_7	50 000 $\mu\mu F$ carta		
C_8	50 μF elettrol. 25 V		
C_9	5 000 $\mu\mu F$ carta		
C_{10}	1 μF »		
C_{11}	8 μF elettrol. 500 VP		
C_{12}	8 μF » 500 VP		

L'impedenza J_4 è una impedenza di BF da 60 Henry come è indicato per l'apparecchio precedente, può essere sostituita da un secondario di trasformatore di BF .

L'impedenza J_3 è di filtro, da 30 H , essa viene sostituita dall'avvolgimento di eccitazione del dinamico se si fa uso di altoparlante di tale tipo. In questo caso detto avvolgimento di eccitazione dovrà presentare 1500 ohm.

Il trasformatore di alimentazione è identico a quello indicato per l'apparecchio precedente.

Il ricevitore descritto è in grado di funzionare dai 150 ai 200 Mc , non vi sono tuttavia difficoltà per farlo funzionare su bande di frequenza più basse sino alla banda dei 14 Mc compresa. In tale caso non vi è che a sostituire la bobina d'accordo con quella adatta per la banda voluta i cui dati si trovano a pag. 192 e che dovrà essere completata dal rispettivo primario di aereo (1).

54) RICEVITORE PER ONDE CORTISSIME A SUPERREAZIONE (2 + 1 valvole)

Per interrompere a frequenza ultracustica l'oscillazione prodotta nel circuito oscillatorio della rivelatrice a reazione non

(1) — Si fa presente che nella fig. 181 manca un collegamento fra il punto comune di C_{11} con J_3 e la griglia schermo della valvola finale.

è strettamente necessario fare uso di una valvola oscillatrice apposta per tale frequenza.

Se l'accoppiamento della reazione è molto stretto, avviene che il condensatore di griglia (a causa della corrente rettificata di *AF* presente nel circuito di griglia) si carica in modo da rendere la griglia tanto negativa da bloccare la valvola. In queste condizioni cessa l'oscillazione, il condensatore si scarica sulla resistenza che ad esso si trova in parallelo, la tensione negativa diminuisce sino a che la reazione torna ad innescare; da questo punto il ciclo si ripete.

Si può anche, dimensionando la *R* e la *C* di griglia, produrre le interruzioni a frequenza ultracustica che sono necessarie per il funzionamento della superreazione.

In fig. 182 è illustrato un ricevitore a superreazione basato su tale principio, il suo funzionamento è buono e sicuro.

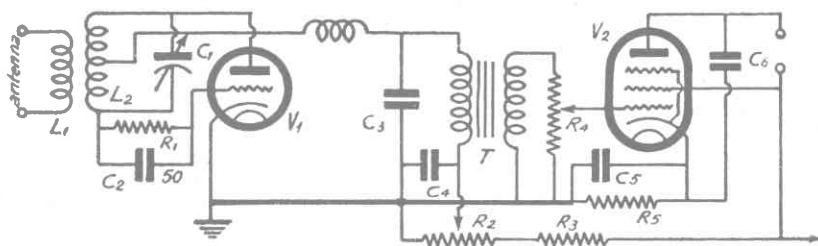


Fig. 182

DATI PER 56 M.C.

Valvola $V_1 = 6C5$
 Valvola $V_2 = 6F6$ (o 42)
 C_1 variabile $15 \mu F$
 C_2 fisso $50 \mu F$
 C_3 " $3000 \mu F$
 C_4 " $0.5 \mu F$
 C_5 " $10 \mu F$
 C_6 " $3000 \mu F$
 R_1 resist. da $5 \div 10 M\Omega$ $0.5 W$
 R_2 potenz. 50.000Ω
 R_3 resistenza 50.000 fissa $2 W$

R_4 potenziom. $0.5 M\Omega$
 R_5 resistenza 450Ω $2 W$

Induttanze

$L_1 = 4$ spire filo 1 mm. su diametro 10 mm. affiancate
 $L_2 = 8$ spire filo $16/10$ su diametro 13 mm. spaziate - lung. 25 mm.
 Trasformatore di *BF* rapp. $1/5$
 $JAF = 50$ spire 0.25 diametro 7 mm. lung. 25 mm

55) IL PRINCIPIO DELLA VARIAZIONE DI FREQUENZA (Supereterodina)

Supponiamo di poter disporre di due generatori di *CA* in serie. Misurando la tensione che si ottiene agli estremi della serie, si potranno stabilire i seguenti fatti:

Se i due generatori hanno identica frequenza, la tensione totale è costante ed è data dalla somma vettoriale dei valori delle tensioni dei singoli generatori:

$$V_t^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2 V_1 V_2 \cos(180 - \varphi)$$

dove φ è la differenza di fase in gradi fra le due correnti.

Se la frequenza non è identica avverrà che, supposte le correnti in fase all'inizio dell'esperimento, vi sarà uno sfasamento progressivo fra di esse, cosicchè l'angolo di sfasamento φ , partendo da zero acquisterà valori crescenti sino a 180° (per il quale si ha la opposizione completa) indi aumenterà ancora sino a 360° per cui ritorneranno in fase, poi crescendo sempre andrà a 540° (il che equivarrà alla condizione $\varphi = 180^\circ$) ecc.

Dalla formula citata è anche evidente che crescendo l'angolo φ di sfasamento da 0 a 90 , il coseno dell'angolo complementare $\beta = (180 - \varphi)$ andrà da 0 a 1 , cioè il valore di tutto il sottraendo da nullo diviene gradualmente pari a $2 V_1 V_2$, rendendo nullo il potenziale risultante V_t quando $V_1 = V_2$.

Infatti quando $V_1 = V_2$ si ha $V_1^2 + V_2^2 = 2 V_1 V_2$. Successivamente il valore di $\cos \beta$ passerà per: $0, -1, 0, +1, 0, -1$ ecc.

È dunque evidente che il valore misurabile agli estremi del sistema varierà ed avrà massimi pari a $V_t = V_1 + V_2$ e dei minimi pari a $V_t = V_1 - V_2$.

Ricordiamo che $(V_1 + V_2)^2 = V_1^2 + V_2^2 + 2 V_1 V_2$ e $(V_1 - V_2)^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2 V_1 V_2$.

Se f_1 è la frequenza del generatore di V_1 e f_2 la frequenza del generatore di V_2 , il fenomeno della eliminazione reciproca delle due correnti (controfase) si ripeterà ritmicamente ad intervalli regolari di tempo.

$$T = \frac{1}{f_1 - f_2}$$

cioè con una frequenza pari a $f_3 = (f_2 - f_1)$, dunque una frequenza pari al valore assoluto della differenza delle due date.

Questo fenomeno è detto «battimento» e viene ampiamente sfruttato per la radio telefonia e telegrafia.

Consideriamo ora il circuito di fig. 183. Esso costituisce una supereterodina elementare.

Il circuito oscillante è accoppiato a quello di aereo e può quindi divenire sede di oscillazioni di frequenza f_1 quando l'onda di una stazione di tale frequenza giunga all'aereo.

Il circuito $L_2 C_2$ accoppiato ad un generatore di frequenza regolabile potrà sempre divenire sede di oscillazioni a frequenza f_2 . La tensione misurabile agli estremi della serie dei circuiti oscillanti, non sarà allora costante ma subirà delle fluttuazioni di frequenza $f_3 = (f_1 - f_2)$. Ciò significa che la corrente pulsante ottenuta dopo la rivelazione non sarà di ampiezza costante ma varierà con una frequenza f_3 (fig. 184).

Se detta frequenza f_3 è una frequenza della gamma acustica, nel telefono si potrà percepire un suono, ciò implicherà però che il valore assoluto della differenza $f_1 - f_2$ sia compreso fra 1 e 10.000 periodi.

Col ricevitore suddetto saranno dunque ricevibili sotto forma di fischi o note costanti, solo quelle stazioni che differiscono di meno di 10 Kc dalla frequenza dell'oscillatore locale.

Ciò significa che quando si abbia a che fare con frequenze molto alte quali quelle usate in radio, l'apparecchio garantirà uno scarto di frequenza di 10 Kc il che, come è noto rappresenta già una certa selettività.

La percezione dei fischi nei ricevitori a reazione è precisamente dovuta a battimenti a BF fra la frequenza della oscillazio-

Fig. 183

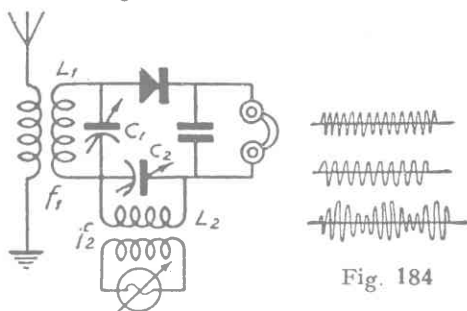


Fig. 184

ne proveniente dall'aereo e quella prodotta dalla valvola, quando diviene generatrice di oscillazioni per aver sorpassate le condizioni di equilibrio.

Il fatto che spostando il condensatore di sintonia si modifichi la tonalità del fischio è appunto spiegabile con la variazione dei valori della differenza $(f_1 - f_2)$. Per questo motivo si verifica che quando il circuito oscillante è esattamente sintonizzato non si ha fischio anche quando la reazione viene innescata mentre basta un piccolo spostamento del condensatore di sintonia per produrre un fischio che cresce di tono al crescere dello spostamento sino ad oltrepassare il limite di audibilità per l'eccessiva altezza di tono.

Esaminiamo ora il circuito di figura 185, esso si differenzia dal precedente per avere in luogo della cuffia un nuovo circuito oscillatorio accoppiato magneticamente ad un altro circuito oscillatorio che manda le oscillazioni ad un secondo rivelatore che finalmente alimenta la cuffia.

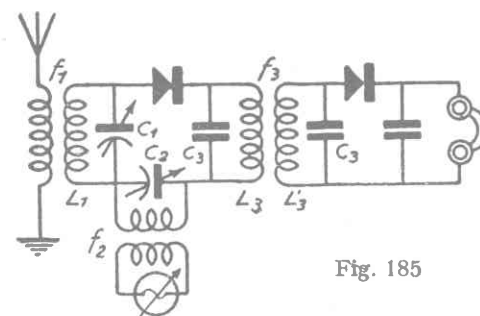


Fig. 185

Se f_2 è la frequenza di risonanza di questi due circuiti oscillatori (media frequenza), è evidente che la ricezione di una stazione di frequenza f_1 sarà possibile soltanto quando si verifichi la condizione $(f_1 - f_2) = f_3$ (cioè $f_3 = f_1 - f_2$ oppure $f_3 = f_2 - f_1$).

Ciò significa che la stazione sarà in questo caso udibile in due diversi punti del quadrante, uno per il quale la frequenza prodotta localmente supera di f_3 periodi quella della stazione, l'altro corrispondente ad una frequenza locale minore di f_3 periodi di quella della stazione.

Dei due valori di f_3 , quello non voluto è detto «frequenza immagine». Sia ad esempio la frequenza di risonanza di $C_3 L_3$ fig. 185 di 175 kH_z (media frequenza); mentre il valore della frequenza della stazione è di 1200 kH_z . Soltanto per valori

della frequenza prodotta localmente (f_2) corrispondenti a 1375 e 1025 kH_2 , si produrranno dei battimenti di frequenza 175 kH_2 , che quindi potranno essere trasferiti attraverso i circuiti oscillatori $L_3 C_3 C'_3 L'_3$.

Nelle supereterodine moderne i condensatori variabili del generatore locale (eterodina) e di sintonia si muovono insieme (tandem) e la ricezione della stazione è quindi forte in uno dei due punti perchè per esso si ha la sintonia fra la stazione ed il circuito oscillatorio di ingresso mentre per l'altro si ha ricezione debole. La frequenza corrispondente al primo punto è considerata normale mentre l'altra è detta immagine.

Nelle supereterodine nelle quali la risonanza dei circuiti di MF è di 467 kHz , la frequenza fondamentale e la immagine sono talmente spostate per cui la seconda rimane fuori della gamma copribile con L_2 e C_2 in onde medie.

Va tenuto conto però che per il ragionamento fatto si è ammessa una selettività assoluta negli stadi di media frequenza il che non avviene praticamente. Oltre ai segnali di frequenza voluta passeranno quindi anche segnali aventi frequenze prossime a questa.

Il livello di selettività del ricevitore si mantiene però molto elevato. Inoltre, essendo i circuiti oscillatori di MF a frequenza fissa si possono facilmente realizzare degli amplificatori ad onda fissa a MF che precedendo la rivelazione accrescono notevolmente la sensibilità del ricevitore.

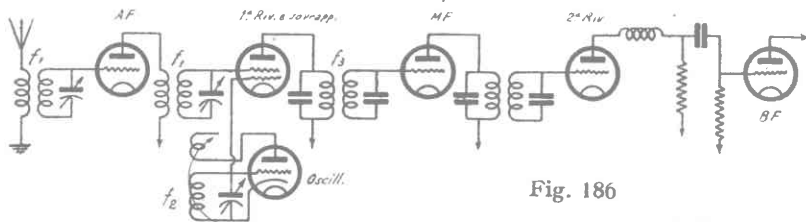


Fig. 186

La fig. 186 mostra un circuito di principio di ricevitore a supereterodina.

56) METODI PER IL CAMBIAMENTO DI FREQUENZA

Il ricevitore supereterodina si può realizzare in diversi modi ed è per tale motivo che figura sotto nomi diversi.

La « tropadina » ad esempio, è una supereterodina nella quale la prima valvola oltre che da rivelatrice funziona da oscillatrice.

La « ultradina » è una super nella quale la rivelatrice è alimentata dalla corrente alternata ad AF fornita da una valvola oscillatrice. La supereterodina classica ha lo stadio oscillatore separato dal resto del ricevitore ed accoppiato per via magnetica alla induttanza della rivelatrice.

Uno dei problemi principali della supereterodina è sempre stato quello di riassumere le funzioni di rivelazione e oscillazione in una unica valvola.

Il problema era già risolto con la tropadina, ma con le valvole a riscaldamento indiretto ed a più griglie si sono presentate nuove e più efficaci soluzioni.

Sistema ad accoppiamento catodico.

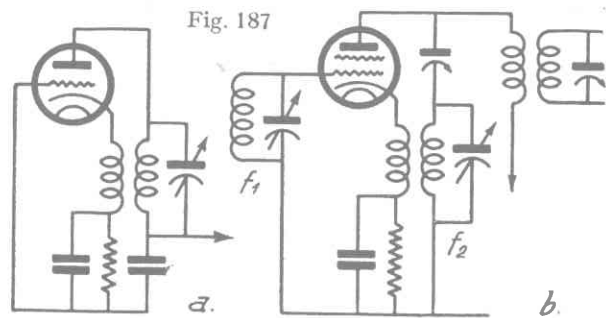
Premettiamo che una delle principali difficoltà della realizzazione di uno stadio rivelatore oscillatore è quello di mantenere indipendenti l'uno dall'altro i circuiti oscillanti della sezione rivelatrice e della sezione oscillatrice cosicchè fra di essi non si verifichino trasferimenti di energia.

Per la comprensione del funzionamento del circuito suddetto si dovrà tener presente (§ 11) che perchè una valvola abbia ad oscillare, rivelare e amplificare, è necessario applicare il segnale fra griglia e catodo o che in altri termini la *d. d. p.* oscillante si formi fra griglia e catodo,

Ciò significa che la valvola potrà ad esempio oscillare anche se la griglia è connessa direttamente alla massa e la variazione di potenziale ad AF (che normalmente si applica fra griglia e massa) viene applicata fra il catodo e la massa.

Nel circuito informativo di fig. 187 a, l'energia del circuito anodico viene fatta reagire sul tratto catodo-massa per cui, essendo la griglia connessa alla massa, si ha in effetto la variazione di potenziale fra catodo e griglia.

La valvola potrà dunque oscillare senza che la griglia vari di potenziale verso la massa, ovvero che nel circuito griglia-massa si formi alcuna corrente o *d. d. p.*



Se dunque (fig. 187 b) si applica fra la griglia e la massa un circuito oscillante percorso dalla corrente del segnale che si vuol ricevere, l'oscillazione di questo potrà venire regolarmente rivelata senza che per ciò abbia a risentire l'influenza della sezione oscillatrice.

La sovrapposizione delle due frequenze avviene entro la valvola cosicché nella parte comune del circuito anodico si avranno i battimenti voluti.

Sistema ad accoppiamento elettronico.

Un sistema più pratico ed efficace che ormai ha sostituito completamente il precedente è quello di impiegare per il cambiamento di frequenza una valvola pentagriglia (6 elettrodi detta esodo). Il circuito relativo a tale impiego è rappresentato in figura 188.

In tale valvola, le griglie G_1 e G_2 costituiscono rispettivamente la griglia pilota e la placca di un triodo che viene adibito alla produzione delle oscillazioni locali.

Gli elettroni che sfuggono dalle maglie della griglia G_2 passano attraverso allo schermo G_3 ed entrano nella sezione tetrodo che è costituita da G_3 che funge da catodo, G_4 che funge da pilota, G_5 che funge da schermo e finalmente alla placca.

Gli elettroni che sfuggono da G_2 e G_3 evidentemente non formano un flusso continuo ma usciranno a getti e la frequenza di tali getti sarà quella della oscillazione locale.

Nella sezione tetrodo detti elettroni vengono a costituire il flusso elettronico principale e quindi sono passibili di venire pilotati dalla griglia pilota (G_4).

Il doppio pilotaggio subito nella sezione triodo e nella sezione tetrodo dagli elettroni darà luogo ad una corrente anodica pulsante la cui ampiezza varierà con la frequenza dei battimenti per cui (essendo la valvola rivelatrice) si potrà ingenerare nel circuito oscillatorio primario di *MF* una oscillazione regolare di *MF* che potrà

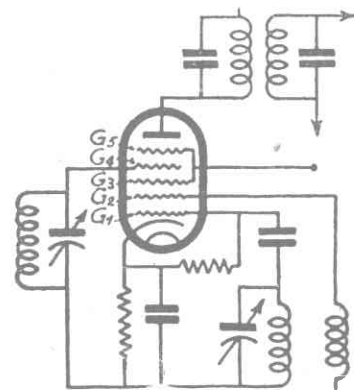


Fig. 188

venire successivamente amplificata e rivelata.

Una valvola che non differisce molto dalla citata è l'ottodo che si distingue da questa per avere una griglia in più (griglia freno) fra G_5 e la placca.

Tale griglia è connessa direttamente al catodo e trasforma la sezione tetrodo in pentodo realizzando i vantaggi di quest'ultimo.

57) SLITTAMENTO DI FREQUENZA

L'oscillatore locale delle supereterodine o dei convertitori per *O.C.*, deve indubbiamente produrre frequenze elevatissime; per contro, la banda entro la quale una stazione si può inserire è press'a poco la stessa che si ha per le *O.M.*, è quindi intuitivo che bastano piccole variazioni percentuali della frequenza dell'oscillatore locale per avere una differenza di molti chilocicli fra la frequenza della stazione e quella sulla quale è accordato il ricevitore.

Le cause che possono produrre instabilità di frequenza nell'oscillatore locale possono essere diverse, tuttavia fra queste se

ne possono segnalare due principali, esso sono: la variazione della tensione anodica e la variazione delle capacità per effetto termico.

La prima di dette cause può essere dovuta alle variazioni della tensione di rete, ma più spesso è causata dalla alterazione delle tensioni di alimentazione che si verifica quando si sintonizza il ricevitore sulla stazione. La seconda dipende invece dall'aumento di temperatura del dielettrico dei condensatori, specialmente di quelli che sono in relazione con il circuito oscillatorio dell'oscillatore locale.

Le variazioni di tensione dovute alla rete provocano instabilità di ricezione (per dissintonia); le variazioni di tensione dovute alla ricezione di una stazione producono invece un fenomeno regolare di fluttuazione, tanto più risentito quando la stazione ricevuta è potente,

A tali inconvenienti si rimedia sia mediante regolatori di tensione a gas (per compensare le variazioni di rete) sia alimentando separatamente lo stadio oscillatore (nel quale caso la sua tensione non può essere alterata dal diverso assorbimento delle altre valvole a ricevitore sintonizzato).

Alla variazione di capacità dei condensatori per effetto termico si rimedia, sia tenendo i detti condensatori in luogo esposto all'aria sia con l'adozione di condensatori a dielettrico ceramico con coefficiente di temperatura negativo nei quali la capacità, variando in senso inverso provoca una compensazione.

58) TRASCINAMENTO

Anche questo è un fenomeno caratteristico dello stadio convertitore delle supereterodine per *O.C.*

Essendo le frequenze in gioco molto elevate di fronte alla frequenza intermedia (di battimento) la differenza percentuale fra la frequenza alla quale è accordato lo stadio di aereo e quella dell'oscillatore locale, è molto piccola.

Può dunque verificarsi che il circuito oscillatorio dell'oscillatore eserciti un energico assorbimento dell'oscillazione proveniente dall'aereo e che il circuito oscillatorio di ingresso assorba

a sua volta l'oscillazione locale producendo il disinnescamento dell'oscillatore. Il primo fenomeno, cioè il trascinamento, si risolve in una notevole riduzione di amplificazione dello stadio, il secondo invece impedisce del tutto la ricezione e si verifica anche senza segnale d'ingresso. Per ovviare a tali inconvenienti si debbono evitare gli accoppiamenti fra oscillatore e circuito di ingresso, di qualunque natura essi siano, e si deve tenere una frequenza intermedia sufficientemente elevata onde differenziare il più possibile la frequenza del circuito di ingresso da quella dell'oscillatore locale.

59) SUPERETERODINE E CONVERTITORI

Una supereterodina completa si compone a seconda delle funzioni, delle seguenti parti:

- 1) parte ad *AF*,
- 2) » I rivelatrice,
- 3) » oscillatrice,
- 4) » amplificatrice a *MF*,
- 5) » II rivelatrice,
- 6) » amplificatrice a *BF*.

Le prime tre funzioni possono venire riassunte in una sola valvola nel quale caso non si può parlare di effettiva amplificazione ad *AF*. Spesso la suddivisione delle funzioni è tale che per la prima vi è una valvola o due, per la seconda e la terza una sola valvola, per la quarta una o due e fino a tre valvole.

Il principio del cambiamento di frequenza suggerisce subito una interessante applicazione alle *O.C.*

Infatti se si fa interferire una oscillazione f_1 ad onda corta di un segnale con un'altra di frequenza f_2 di un oscillatore locale adatto, si potranno facilmente produrre dei battimenti di frequenza f_3 rientranti nella gamma delle onde medie.

Questi battimenti (che rappresentano la *MF* rispetto alle *O.C.*) potranno allora essere amplificati e rivelati da un comune ricevitore per onde medie.

Siccome nei ricevitori moderni la parte che precede l'amplificazione di *BF* è molto sviluppata, è chiaro che sfruttandoli in

tal modo per le onde corte, verranno a costituire delle sensibilissime supereterodine per le onde corte.

L'organo che si applica al ricevitore ad *O.M.* per renderlo atto alla ricezione delle *O.C.* mediante il cambiamento di frequenza è detto « convertitore d'onda » e deve essere in grado di svolgere le prime tre funzioni.

Il convertitore d'onda non ha nulla in comune con l'« adattatore » che è invece costituito da una valvola rivelatrice a reazione ad *O.C.* che va inserito all'ingresso della parte amplificatrice di *BF* di un comune ricevitore escludendo in tale modo tutti gli stadi che precedono.

60; CONVERTITORE D'ONDA AD UNA VALVOLA PER APPARECCHI A C.A.

Questo convertitore è studiato per l'applicazione ad un apparecchio ad onde medie alimentato a *C.A.* che disponga di una tensione anodica di 250 volt circa. A questa condizione rispondono quasi tutti i ricevitori moderni.

La corrente per la alimentazione anodica della valvola viene derivata dal ricevitore mentre quella di accensione viene fornita a un apposito trasformatore che va connesso alla rete di illuminazione (fig. 189).

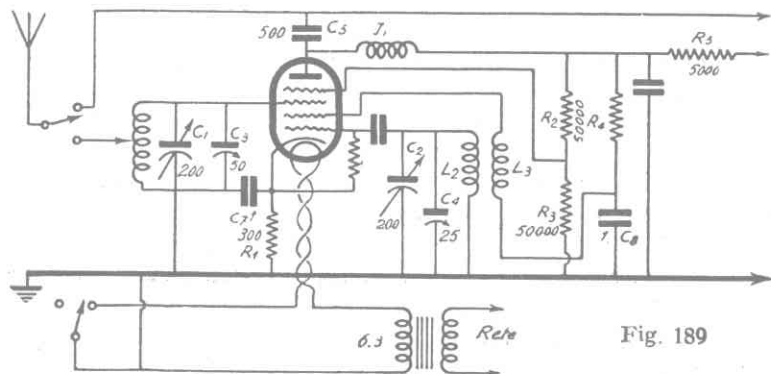


Fig. 189

Sarebbe stato possibile, mediante l'adozione di condensatori variabili ad alta capacità, estendere la gamma delle onde ricevibili mantenendo una coppia di sole bobine fisse, ma per tenere quanto più elevato possibile il rapporto $L:C$ che come si è detto ha tanta importanza nel circuito oscillatorio, si è preferito ricorrere alle induttanze intercambiabili le quali figurano in numero di tre e permettere di coprire tre gamme d'onde (11-33; 31-70; 65-145).

A queste tre induttanze di sintonia sono da aggiungersi le tre bobine della sezione oscillatrice.

Si dovrà perciò disporre di 6 tubi di isolante a minima perdita del diametro esterno di mm. 26 e di 6 spinotti a 4 piedini (di altoparlante o di valvola americana).

Il sistema dei commutatori multipli è stato scartato per la tendenza dei contatti all'ossidazione e per ridurre al minimo l'ingombro e il numero dei collegamenti.

Le bande di frequenza che si vogliono coprire sono da $9,08\text{ MHz}$, a $19,8\text{ MHz}$; da 4 a $9,67\text{ MHz}$; da 2 a $4,61\text{ MHz}$. I rapporti fra le frequenze-limite delle dette bande risultano essere rispettivamente $2,16$; $2,4$ e $2,3$ è dunque necessario che la capacità di accordo vari dal rapporto $(2,4)^2 = 4,9$ ossia praticamente 5 .

Se il variabile ha $200\ \mu\text{F}$ di capacità totale di cui 190 di variazione reale e 10 di residua, la variazione nel rapporto di 5 si avrà quando in parallelo al variabile vi è una capacità di $38\ \mu\text{F}$. Infatti in tale caso la capacità va da un valore massimo di $238\ \mu\text{F}$ a $48\ \mu\text{F}$.

Da qui si comprende l'importanza del condensatore regolabile C_3 e, per la stessa ragione, di C_4 cui compete lo stesso valore di $38\ \mu\text{F}$. Naturalmente per tali condensatori si usano dei regolabili ad aria da $50\ \mu\text{F}$ che si portano al valore voluto in fase di taratura.

Le induttanze L_1 ed L_2 formanti i circuiti oscillatori avranno pertanto i seguenti valori:

per la banda	0,08	19,8 MHz	: L = 1,3 μH
» » »	4	9,67 »	: L = 6,55 μH
» » »	2	4,61 »	: L = 26,5 μH

Fissati i tubi sugli zoccoli si procederà all'avvolgimento, i dati relativi sono i seguenti:

Onda 14,5-33 m. - H_z 19800 - H_z 9080

Induttanza di sintonia	Induttanza dell'oscillatore
$L_1 = 10$ spire filo 8/10 smalt. dist. 3 mm. con presa fra la 3 ^a e la 4 ^a spira	$L_2 = 10$ spire filo 6/10 smalt. dist. 3 mm. $L_3 =$ Reaz. - 5 spire filo 2 mm. da L_2

Onda 31-75 m. - H_z 6970 - H_z 4000

Induttanza di sintonia	Induttanza dell'oscillatore
$L_1 =$ spire 22 filo 6/10 smalt. dist. 1 mm. con presa sulla 8 ^a spira	$L_2 = 20$ spire filo 5/10 distanz. mm. 1. $L_3 =$ Reazione - 10 spire filo 3/10 affiancate inizio a 2 mm. da L_2

Onda 65-150 m. - H_z 4610 - H_z 2000

Induttanza di sintonia	Induttanza dell'oscillatore
$L_1 =$ spire 50 con presa alla 10 ^a , filo 6/10 smalt., spire affianc.	$L_2 = 45$ spire filo 4/10 distanziate mm. 0,2 $L_3 =$ Reazione - 20 spire filo 3/10 come sopra

Il distanziamento fra le spire è ottenuto avvolgendo insieme al filo conduttore dello spago o del cotone di diametro uguale alla distanza che si vuol ottenere fra le spire, che si toglie ad avvolgimento finito.

La bobina dell'oscillatore dovrà essere racchiusa in uno schermo di alluminio di grandi dimensioni (70×90 mm). che si deve poter togliere con facilità.

La valvola impiegata è una 6A7, (oppure una 6A8G).

Il piccolo commutatore doppio a due vie serve per disinscrivere completamente il convertitore quando si voglia ricevere normalmente sulla gamma delle onde medie.

Gli attacchi ed il senso degli avvolgimenti per la bobina della sezione oscillatrice sono indicati dalla fig. 190.

Se tutto è stato ben eseguito il funzionamento deve essere immediato.

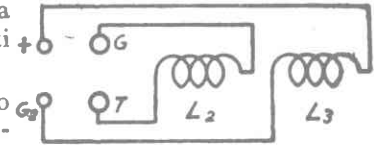


Fig. 190

Il ricevitore ad onde medie si deve trovare sintonizzato stabilmente verso la zona delle onde più lunghe della sua gamma (per es. in prossimità della stazione di Budapest I) e non deve essere rimosso durante la ricezione da tale posizione. La ricezione avviene però anche tenendo il ricevitore sintonizzato su altre frequenze e qualche volta vi è interesse ad eseguire le rifiniture di sintonia operando sul ricevitore ad O.M.

I 2 condensatori variabili C_1 e C_2 sono montati sullo stesso asse e portano in parallelo rispettivamente un verniero di 50 $\mu\mu F$ e di 25 $\mu\mu F$ che sono indispensabili e che fungono oltre che da microregolatori anche da compensatori essendo i due variabili principali montati sullo stesso asse. Tale disposizione è però facoltativa.

Non è necessario che la valvola convertitrice e l'induttanza di sintonia siano schermate.

La presa relativa all'alimentazione anodica va connessa ad uno degli estremi del trasformatore d'uscita dell'altoparlante e precisamente a quello del primario che non è connesso con la placca della valvola d'uscita.

Se il ricevitore ha un circuito d'uscita speciale si provvederà a derivare un filo dall'uscita del filo di alimentazione.

L'apparecchio va montato su telaio di metallo da 18×25×8. Non è pratica l'adozione di una scala parlante poichè l'impiego dei vernieri la renderebbe di ben scarsa utilità.

I comandi sono in numero di quattro: uno per i due variabili, uno per il verniero di $\mu\mu 50F$, uno del verniero di 25 $\mu\mu F$ e uno per il commutatore.

I collegamenti fra convertitore e ricevitore dovranno essere brevi quanto più è possibile. Può servire bene allo scopo anche un cavetto schermato a minima capacità interna (del tipo per discesa).

I dati relativi al trasformatore di accensione sono:

primario	110 V,	2200 spire,	filo 2/10
	125 »	2500 »	» 2/10
	150 »	3000 »	» 2/10
	220 »	4400 »	» 2/10
secondario	6.3 »	145 »	» 4,5/10
	2,5 »	57 »	» 8/10

Potenza $W 5$ - Sezione minima del nucleo $2,77 \text{ cm.}^2$, spire volt primario 20.

I valori degli altri componenti sono:

C_1 200 $\mu\mu\text{F}$ per O.C. variab.	C_9 0,5 μF carta
C_2 200 $\mu\mu\text{F}$ per O.C. variab.	C_{10} 1 μF »
C_3 50 $\mu\mu\text{F}$ verniero ad aria	R_1 300 Ω 1 W (a (filo)
C_4 25 $\mu\mu\text{F}$ » » »	R_2 50.000 Ω 1 W pasta
C_5 500 $\mu\mu\text{F}$ fisso a mica	R_3 50.000 Ω 1/2 W »
C_6 200 $\mu\mu\text{F}$ » » »	R_4 20.000 Ω 1 W »
C_7 0,5 μF carta non indutt.	R_5 5.000 Ω 1 W
C_8 1 μF carta	R_6 50.000 Ω 1/2 W »

J_1 è una comune impedenza ad AF di placca per onde medie. Applicando il convertitore descritto ad un apparecchio a 5 valvole lo si trasforma in una potente supereterodina per O.C. atta alla ricezione di tutte le trasmissioni europee ed alle principali di altri continenti.

Un inconveniente grave perchè marcatissimo è l'evanescenza che si noterà particolarmente se gli apparecchi ai quali si fa l'applicazione sono privi di regolazione automatica di volume (antifading). Usando invece apparecchi provvisti di tale dispositivo la ricezione è relativamente stabile.

In qualche caso un ulteriore notevole incremento di sensibilità si ottiene adottando al posto di J_1 un circuito oscillatorio da accordarsi sulla frequenza del ricevitore ($L = 200 \mu\text{H}$; $C = 500 \mu\mu\text{F}$ regolabile)

61) CONVERTITORE D'ONDA A DUE VALVOLE CON ALIMENTAZIONE A C. A. INDIPENDENTE

L'adozione di una valvola amplificatrice ad AF in un convertitore porta dei vantaggi non indifferenti.

Infatti, in tal modo si ottiene una pressochè assoluta indipendenza del convertitore dal tipo di aereo impiegato.

Il convertitore di fig. 191 tiene conto appunto di queste considerazioni. Il numero dei comandi è lo stesso del convertitore precedente. La resistenza R_1 e il condensatore C_3 non hanno comandi esterni, essi sono da regolarsi una sola volta per l'adattamento all'aereo.

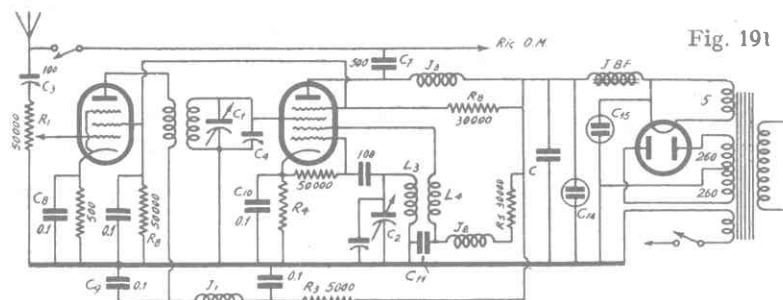


Fig. 191

Dato che l'assorbimento di energia anodica operata dall'insieme delle due valvole comincia ad essere considerevole (20 mA circa), si è dovuto fornire il convertitore di un alimentatore autonomo.

Le valvole impiegate sono:

- 1 pentodo di AF a pendenza variabile 78, o 6K7G,
- 1 esodo convertitore 6A7, o 6A8G,
- 1 raddrizzatrice biplacca 280 o 5Y3G.

Il filtraggio della corrente è ottenuto con una impedenza di 35 H e con un condensatore elettrolitico doppio.

Si è posto un condensatore a carta in parallelo a quest'ultimo perchè la resistenza interna degli elettrolitici al passaggio delle correnti ad AF di ritorno è altissimo e quindi facilmente si producono in essi accoppiamenti parassiti.

Le impedenze J_1 e J_2 servono, con le resistenze R_3 e R_5 al perfetto disaccoppiamento delle due valvole. Le predette resistenze servono anche a produrre convenienti *d.d.p.* di caduta.

Al fine di evitare gli accoppiamenti si devono schermare le due valvole 78 e 6A7 ed anche le due bobine intercambiabili.

I collegamenti dovranno essere brevissimi. Il montaggio va eseguito su chassis di alluminio di $20 \times 30 \times 8$ cm.

La bobina $L_3 L_4$ dell'oscillatore è identica a quella descritta per l'oscillatore del convertitore precedente; la $L_1 L_2$ invece si differenzia da quella analoga descritta per non avere alcuna presa intermedia e per avere un avvolgimento primario distinto.

Tale avvolgimento che ha identico numero di spire del secondario (L_2) va avvolto con filo di rame coperto in seta da 0,2 e deve occupare gli spazi esistenti fra le spire di L_2 .

Alla parte di L_2 comunicante con la griglia deve corrispondere la parte di L_1 connessa con la placca della amplificatrice di AF. Solo per la gamma d'onde più lunghe L_1 ha 10 spire meno di L_2 .

Il trasformatore di alimentazione che ha un carico di circa 30 W deve possedere secondari rispondenti ai seguenti dati:

alta tens.	2×260 V	0,030 A c.c.
bassa »	5 V	2 A
» »	2,5 V	2,5 A oppure
» »	6,3 V	1 A

primario: tensioni di linea.

I valori degli altri componenti sono:

C_1	200 $\mu\mu F$	variabile ad aria per O.C.
C_2	200 $\mu\mu F$	» » » » »
C_3	150 $\mu\mu F$	regolabile
C_4	50 $\mu\mu F$	verniero ad aria per O.C.
C_5	25 $\mu\mu F$	» » « » »
C_6	100 $\mu\mu F$	fisso a mica
C_7	500 $\mu\mu F$	» » »
C_8	0,1 μF	» » carta
C_9	0,1 μF	» » »
C_{10}	0,1 μF	» » »
C_{11}	0,1 μF	» » »

C_{12}	0,5 μF	» » »
C	1 μF	» » »
C_{14}	8 μF	elettrolitico
C_{15}	8 μF	»
R_1	50000 Ω	variabile
R_2	500 Ω	fissa a filo
R_3	5000 Ω	» » pasta 1/2 W
R_4	300 Ω	» » filo
R_5	30000 Ω	» » pasta 1 W
R_6	50000 Ω	» » »
R_8	30000 Ω	» » »

Anche per queste convertitore, avvertiamo che spesso si ha un forte aumento di sensibilità adottando, al posto di J_3 un circuito oscillatorio regolabile ($L = 200 \mu H - C 500 \mu\mu F$ regolabile).

62) RICEZIONE DELLE EMISSIONI RADIOTELEGRAFICHE DILETTANTISTICHE

Un gran numero di dilettanti per l'effettuazione delle emissioni radiotelegrafiche impiega onda non modulata.

La conseguenza immediata di tale fatto è che la loro emissione è ricevibile solo con determinati tipi di ricevitore capaci di produrre delle oscillazioni a frequenza audibile per interferenza col segnale.

Si può anche precisare che un tale ricevitore dovrà essere costituito in modo particolarissimo a meno che non si tratti di un ricevitore a reazione nel quale si sorpassi il limite di innesco.

Questa ultima soluzione è la più pratica ma non è conciliabile con l'impiego di ricevitori di grande sensibilità quali sono effettivamente richiesti per la ricezione delle stazioni dilettantistiche che nel più dei casi emettono con potenze di pochi watt.

Per questa ragione è stato studiato un dispositivo che permette ai ricevitori supereterodina di ricevere dette emissioni e che presenta diverse interessanti particolarità.

I BATTIMENTI A BF ED IL FILTRO TELEGRAFICO

Il dispositivo accennato consta di un oscillatore a *MF* che va accoppiato all'ultimo stadio di amplificazione a *MF* della supereterodina.

La frequenza di tale oscillatore, differendo di qualche chilociclo da quella della *MF* impiegata, è in grado di produrre dei battimenti di *BF* che possono benissimo, previa amplificazione in *BF*, azionare l'altoparlante.

Il lato più interessante di questa applicazione consiste soprattutto nella elevatissima selettività che un tale dispositivo fa assumere al ricevitore nei riguardi di tali stazioni.

Infatti abbiamo già detto che la selettività degli stadi di *MF* di una supereterodina non è infinita e che qualche segnale di frequenza leggermente diversa da quella che si vuol ricevere può passare insieme attraverso agli stadi di *MF*.

Col sistema dei battimenti che abbiamo esposto, due stazioni che differiscono anche di un solo chilohertz produrranno battimento con frequenze acustiche differenti di 1 *Hz* e quindi due note ben distinte.

Quando poi il ricevitore debba alimentare qualche macchina scrivente come è per il caso di impianti destinati alle comunicazioni stabili, allora, oltre all'oscillatore di *MF* si rende necessaria anche l'applicazione di un circuito oscillatorio a *BF* cosicché uno solo dei due o più segnali a nota diversa che si ottengono vada ad alimentare gli apparati registratori.

S'intende che tutte queste applicazioni si rendono necessarie per la sola ricezione delle stazioni radiotelegrafiche ad onda non modulata mentre vanno abolite per le altre ricezioni.

I dispositivi dovranno dunque in ogni caso essere disinseribili. I dati relativi alla costruzione dell'oscillatore a *MF* variano a seconda della frequenza intermedia usata per la supereterodina. La realizzazione però è sempre facilissima perchè basta adottare come induttanza di griglia e di reazione dell'oscillatore locale rispettivamente il secondario ed il primario di un trasformatore di *MF* identico a quelli usati per la *MF* della supereterodina.

Se la supereterodina è costituita da un convertitore e da un ricevitore ad onde medie a circuiti accordati, l'oscillatore potrà essere fatto sulla base dei dati di questi ultimi.

La valvola impiegata come oscillatrice di *MF* non è affatto critica. Per ricevitori a valvole americane a *C.A.* si usa la 56 o la 76. Per il filtro di *BF* (che va inserito in serie al circuito anodico della 2^a rivelatrice) si potrà adottare una induttanza di 500 millihenry in parallelo ad un condensatore da 50.600 $\mu\mu F$ (50.000 in parallelo a 600). Tale circuito entra in risonanza alla frequenza di 1000 Hz.

Una tale induttanza potrà essere costruita avvolgendo 1500 spire di filo da 0,15 smaltato su di un nucleo di lamierino di ferro silicio di 1,6 cm.² di sezione aperto.

L'accoppiamento fra l'oscillatore di *MF* e lo stadio finale di amplificazione di *MF* si ottiene mediante un condensatore regolabile comune inserito fra la placca della oscillatrice e la placchetta raddrizzatrice della 2^a rivelatrice (se si usa per tale funzione un diodo-triodo o valvola analoga) o con la griglia di tale valvola se questa è una comune schermata o pentodo rivelatore per caratteristica di placca. La capacità di tale condensatore è da 2 a 5 μF .

63) RICEVITORE SUPERETERODINA PER O. C.

Il ricevitore che qui viene descritto tiene conto di tutti gli elementi indicati nel precedente paragrafo. Esso si compone di quattro parti distinte, ossia:

- a) convertitore
- b) amplificatore di *MF* e rivelatore
- c) amplificatore di *BF*
- d) alimentatore.

La descrizione che viene qui data riguarda le sole due prime parti essendo le altre due prive di particolare interesse perchè di costituzione e di uso comuni.

Il convertitore (fig. 192) è costituito da 3 valvole a ghianda di cui due pentodi ed un triodo. Ad un primo pentodo è affidata la funzione di amplificatore di alta frequenza, al secondo spetta la funzione di mescolatore, il triodo infine serve per produrre l'oscillazione locale.

Nell'insieme il convertitore non offre difficoltà sia per quanto riguarda la comprensione che il funzionamento; solo giova qualche spiegazione per quanto riguarda lo stadio oscillatore-mescolatore.

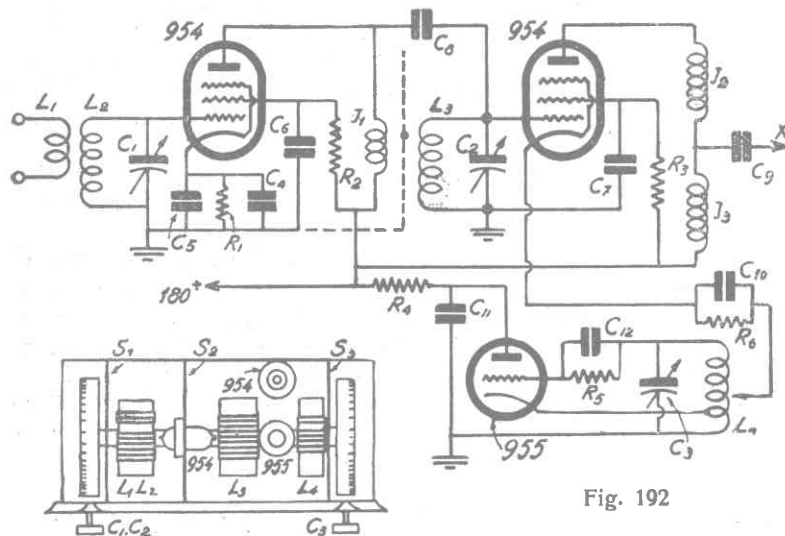


Fig. 192

L'oscillatore è costituito da una 955 con circuito di reazione sul catodo. È questo il circuito che più viene usato in ricezione di *O.C.* perchè è caratterizzato da una elevata stabilità di frequenza.

L'oscillazione di *AF* così prodotta viene applicata al catodo del pentodo 954 mescolatore. Ciò si ottiene collegando il ritorno del catodo stesso ad una presa intermedia della bobina dell'oscillatore.

Il funzionamento del ricevitore con questo circuito di conversione si mantiene buono sino a 100 *MHz* circa. Per frequenze più elevate è opportuno cambiare il circuito come segue: collegare il ritorno di catodo della 954 a massa direttamente e accoppiare la griglia della 955 alla griglia pilota della 954 mescolatrice mediante una piccola capacità (dell'ordine di 1 $\mu\mu F$).

Infatti a frequenze così alte il collegamento del ritorno di catodo sarebbe in ogni caso troppo lungo e la capacità catodofilamento si farebbe sentire eccessivamente.

Per quanto riguarda la realizzazione va tenuto presente che i collegamenti devono essere il più brevi possibile. I due variabili C_1 e C_2 sono coassiali e comunicano fra loro con alberello di ceramica. Il variabile C_3 è comandato a parte. La 954 amplificatrice di *AF* è montata orizzontale, entro un foro praticato nello schermo S_2 cosicchè si trova con la griglia vicina alla bobina di ingresso e con la placca in prossimità del circuito oscillatorio di griglia della seconda 954.

La seconda 954 è montata di fianco alla 955 oscillatrice, fra le due bobine cosicchè i collegamenti fra le valvole e fra queste e le bobine sono ridotti alla minima lunghezza.

I valori delle parti relative al convertitore sono:

C_1 variabile ad aria	25 $\mu\mu F$	R_1 1.200 Ω	1/2 watt
C_2 » » »	25 $\mu\mu F$	R_2 0,1 $M\Omega$	1/2 w
C_3 » » »	25 $\mu\mu F$	R_3 0,1 $M\Omega$	1/2 w
C_4	100 $\mu\mu F$ mica	R_4 30.000 Ω	1 w
C_5	50.000 $\mu\mu F$ carta	R_5 50.000 Ω	1/2 w
C_6	4.000 $\mu\mu F$ mica	R_6 2.000 Ω	1/2 w
C_7	4.000 $\mu\mu F$ »		
C_8	40 $\mu\mu F$ »		
C_9	500 $\mu\mu F$ »		
C_{10}	500 $\mu\mu F$ »		
C_{11}	50.000 $\mu\mu F$ carta		

Per la realizzazione delle bobine servono i dati indicati a pag. 192, per le bande dei 3,5; 7; 14; 28; 56 e 110 *MHz*.

Per L_4 la presa per il catodo della 955 è a 8 spire da massa per la banda dei 3,5 *MHz*; a 5 spire per la banda 7 *MHz*; a 3 spire per la banda 14 *MHz*; a 2 spire per la banda 28 *MHz*; a 1,5 spire per la banda 56 *MHz*; 1 spira per la banda 110 *MHz*.

Le bobine di arresto J_1 J_2 sono identiche a quelle indicate a pag. 209; la J_3 è a nido d'ape, di 300 spire filo 1/10 seta.

L'amplificatore di *MF* (fig. 193) funziona ad una frequenza di 3 *MHz* esso si compone di due valvole 6K7 amplificatrici controllate dal *CAV*, di una 6Q7 rivelatrice-amplificatrice di *BF* e di una 76 oscillatrice di frequenza intermedia per il battimento acustico (oscillatrice di nota).

La sola particolarità di questo amplificatore è costituita dai

trasformatori di *MF* che, pur essendo costituiti come in tutti i ricevitori supereterodina da filtri di banda, qui sono accoppiati per via elettrostatica invece che per via magnetica.

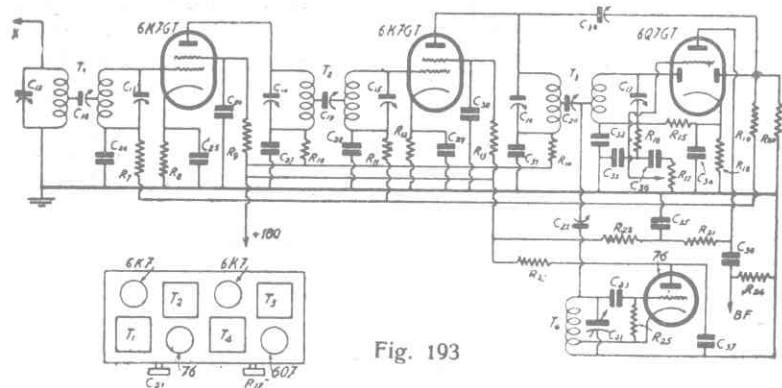


Fig. 193

Tutti gli avvolgimenti dei trasformatori di *MF* ossia T_1 , T_2 , T_3 e T_4 sono identici fra loro ossia costituiti da 30 spire di filo Litz $90 \times 0,04$ su supporto ceramico da 22 mm. Tali avvolgimenti sono complessivamente in numero di 7. La loro induttanza è di $15 \mu H$ ed il loro fattore di merito di 250 circa fuori dagli schermi (160 entro schermo). Le prese per gli avvolgimenti di T_1 , T_2 e T_3 è a 10 spire dal capo di massa. Per T_4 la presa è a 6 spire.

Le capacità di accordo sono semifisse di $150 \mu\mu F$. Le capacità di accoppiamento C_{18} , C_{19} , C_{20} sono condensatorini regolabili in ceramica da $3-20 \mu\mu F$.

Per la messa a punto del ricevitore è necessario l'uso di un oscillatore modulato. Bisogna assicurarsi che i condensatori di accordo dei vari trasformatori abbiano un solo punto di risonanza. Quando di tali punti se ne trovano due, si deve ridurre la capacità del condensatore di accoppiamento. Bisogna anche accertarsi che pur avendosi un solo punto di accordo per ciascun condensatore la sensibilità sia massima. Questa condizione si ha poco prima che compaiono i due punti. L'azione del *CAV*, è regolabile, tale regolazione si ha variando la capacità di C_{38} (regolabile ceramico da $15-9 \mu\mu F$).

I trasformatori di *MF* sono realizzati entro schermi di allu-

minio di $70 \times 35 \times 50$ divisi in due scompartimenti di $35 \times 35 \times 50$ da uno schermo pure di alluminio. In questi prendono posto le rispettive bobine, con gli assi paralleli. Chiude il tutto in coperchio di alluminio di 70×35 con fori per la regolazione dei condensatori. Il condensatore di nota si trova in parallelo a C_{21} ed ha $20 \mu\mu F$. I valori dei componenti sono:

C_{12} regolabile	$150 \mu\mu F$	R_7	$1 M\Omega$ 1/2 w
C_{13} »	$150 \mu\mu F$	R_8	600Ω 1/2 w
C_{14} »	$150 \mu\mu F$	R_9	60.000Ω 1/5 w
C_{15} »	$150 \mu\mu F$	R_{10}	5.000Ω 1/2 w
C_{16} »	$150 \mu\mu F$	R_{11}	$1 M\Omega$ 1/2 w
C_{17} »	$150 \mu\mu F$	R_{12}	600Ω 1/2 w
C_{18} »	$3-20 \mu\mu F$	R_{13}	60.000Ω 1/5 w
C_{19} »	$3-20 \mu\mu F$	R_{14}	5.000Ω 1/5 w
C_{20} »	$3-20 \mu\mu F$	R_{15}	$0,2 M\Omega$ 1/2 w
C_{21} »	$150 \mu\mu F$	R_{16}	25.000Ω 1/4 w
C_{22} »	$1,5-7,5 \mu\mu F$	R_{17}	$0,5 M\Omega$ potenziometro
C_{23} »	$50 \mu\mu F$ mica	R_{18}	4.000Ω 1/2 w
C_{24}	$20.000 \mu\mu F$ carta	R_{19}	$0,5 M\Omega$ 1/2 w
C_{25}	$20.000 \mu\mu F$ »	R_{20}	$1 M\Omega$ 1/2 w
C_{26}	$50.000 \mu\mu F$ carta	R_{21}	150.000Ω 0,5 w
C_{27}	$5.000 \mu\mu F$ mica	R_{22}	50.000Ω 0,5 w
C_{28}	$20.000 \mu\mu F$ carta	R_{23}	25.000Ω 0,5 w
C_{29}	$20.000 \mu\mu F$ »	R_{24}	$0,5 M\Omega$ 0,5 w
C_{30}	$50.000 \mu\mu F$ »	R_{25}	50.000Ω 0,5 w
C_{31}	$5.000 \mu\mu F$ mica		
C_{32}	$100 \mu\mu F$ mica		
C_{33}	$100 \mu\mu F$ »		
C_{34}	$0,1 \mu F$ carta		
C_{35}	$0,1 \mu F$ »		
C_{36}	$20.000 \mu\mu F$ »		
C_{37}	$5.000 \mu\mu F$ mica		

Il convertitore può servire anche da solo, applicato ad un comune ricevitore per *OM*. Solo inconveniente che può presentare in tale caso è che la selettività sia eccessiva ed il rapporto di immagine troppo basso.

Il complesso costituito dal convertitore e dall'amplificatore di *MF*, se realizzato a dovere, presenta una sensibilità pratica di circa $2 \mu V$ per 1 volt di uscita (senza amplificatore di *BF*).

PARTE QUARTA

APPARECCHI MISTI

64) RICETRASMETTITORE PORTATILE PER O.C.

Questo piccolo apparecchio è particolarmente adatto per quella categoria di amatori poco più che principianti che desiderano costruirsi un apparecchio di modico costo e di esito sicuro nonchè di semplice realizzazione. Esso si compone di due sole valvole alimentate da batterie ed è in grado di funzionare come ricevitore (1 rivelatrice a reazione + 1BF) e da trasmettitore (1 modulatrice + 1 oscillatrice).

Le valvole sono di tipo identico e precisamente triodi a caratteristiche medie per accensione a batterie.

L'induttanza ed il condensatore che servono per la trasmissione servono anche per la ricezione.

Il primo triodo è accoppiato al secondo mediante un trasformatore di BF rapporto 1/5 circa.

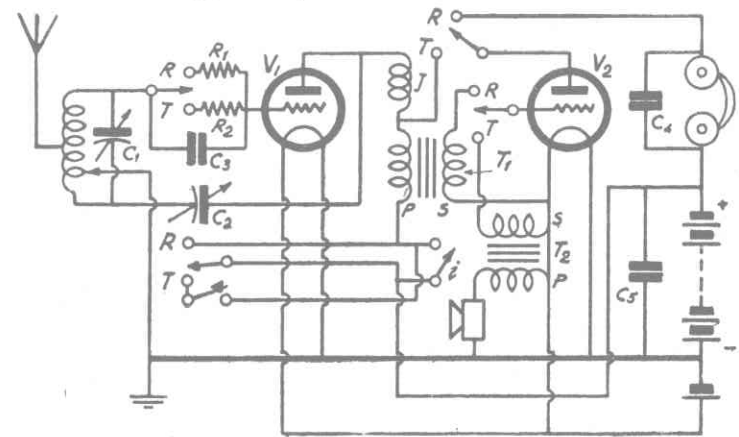


Fig. 194

In trasmissione, il microfono invia per tramite del trasformatore T_2 la sua corrente al secondo triodo (V_2) che l'amplifica e modula di placca la valvola oscillatrice V_1 .

Per trasmettere telegrafia basta aprire l'interruttore i e manipolare. L'onda emessa non è modulata, essa diventa udibile se si usa un ricevitore a reazione (consimile a quello in oggetto).

Passando dalla ricezione in trasmissione bisogna portare il variabile di reazione alla sua massima capacità.

Il tasto non viene attraversato da correnti continue ad alternate intense ed è quindi riducibile alle più piccole dimensioni.

I collegamenti però dovranno essere brevissimi ed è anzi consigliabile di montare il tasto stesso sull'apparecchio.

L'emettitore è in grado di funzionare anche con aerei di fortuna in aperta campagna ed è adattissimo per stabilire comunicazioni bilaterali a piccole distanze. Le dimensioni sono tali da rendere l'apparecchio portatile in valigia.

Le valvole da usarsi sono del tipo A409; A415; Philips (e tipi similili). Le batterie di griglia sono eliminate essendo la valvola emettitrice autopolarizzata e bastando per l'amplificatrice di BF la tensione relativa di filamento.

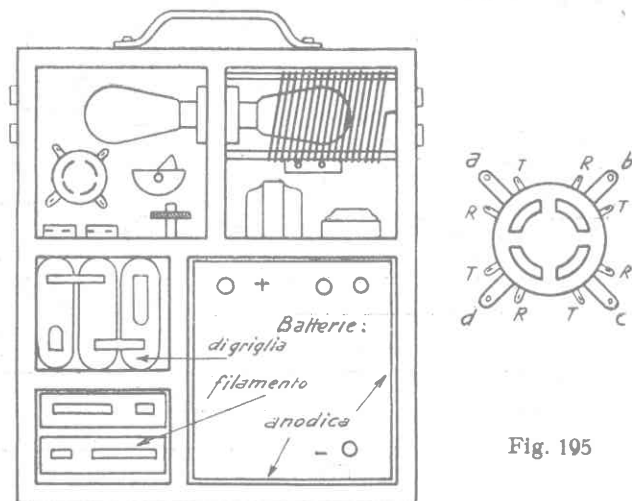


Fig. 195

L'alimentazione è interamente realizzata a batterie e per l'accensione si consigliano due elementi di accumulatori capovolgibili a paglia di vetro.

La cuffia è del tipo normale da 4000Ω.

I valori degli altri pezzi costituenti sono:

C_1	200 $\mu\mu F$	ad aria variabile
C_2	50 $\mu\mu F$	» » verniero
C_3	200 $\mu\mu F$	fisso a mica
C_4	2.000 $\mu\mu F$	» » »
C_5	1.500 $\mu\mu F$	» » carta
R_1	1 $M\Omega$	a pasta 1/2 W
R_2	25.000 Ω	0,5 W
T_1	Trasformatore per microfono rapp. 1/40.	
J_1	comune impedenza di AF a nido d'ape.	

I dati relativi alla bobina sono gli stessi indicati per l'emettitore descritto al § 33.

Batteria d'accensione V. 4
» anodica V. 100-150

65) RICETRASMETTITORE RADIOTELEFONICO 5 W) PER O.C. ALIMENTATO A C.A. ADATTO ANCHE AL FUNZIONAM. DI STAZIONE RELAY

Questo apparecchio è indubbiamente fra i migliori e più efficienti complessi del genere che il dilettante possa realizzare con un minimo di mezzi.

a) Utilizzato come ricevitore si compone di un pentodo 77 o 6J7G e di un pentodo 42 o 6F6G alimentati dalla 80 o 5Y3G nel modo solito.

Tale complesso se costruito seguendo rigorosamente i dati ed i dettami presenti dà realmente una uscita di 3 watt indistorti, questa potenza è considerevole per un ricevitore di tali dimensioni.

La fedeltà con cui il suono viene riprodotto è notevole e fa del ricevitore quanto di meglio si possa ottenere con due valvole. La sensibilità che la reazione conferisce è anche rimarchevole. L'accoppiamento fra le due valvole è ottenuto per resistenza e capacità il che semplifica il circuito e gli conferisce doti di linearità d'amplificazione.

b) Con la semplice chiusura degli interruttori i_3 e i_5 l'apparecchio si trasforma in stazione-relay.

Infatti in tale modo si accende la seconda valvola 42 che si pone in oscillazione ed è in grado di emettere una corrente di AF di potenza non trascurabile (5 W).

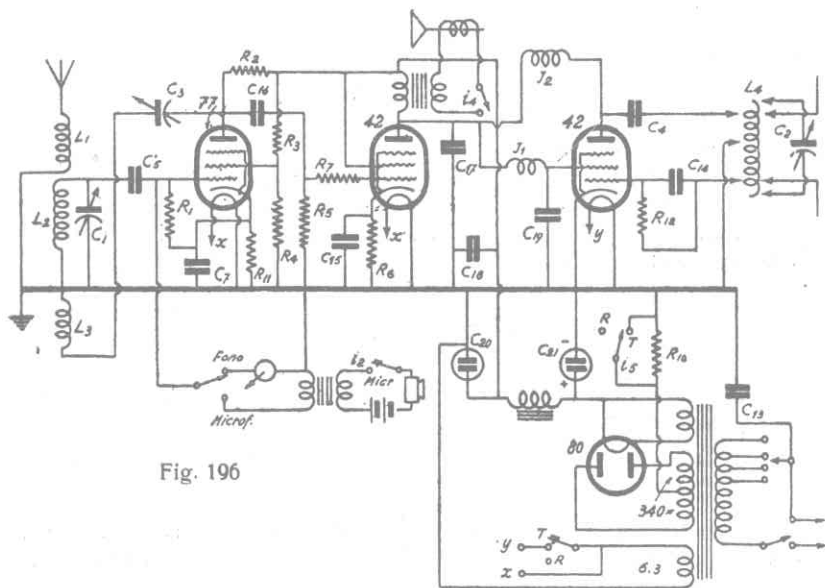


Fig. 196

La modulazione di tale valvola si ha per variazione del potenziale della griglia schermo e di placca.

Un interruttore (i_4) permette la esclusione dell'altoparlante per tale funzionamento dell'apparecchio.

In tale modo si può captare una stazione ad onda media o corta e ritrasmetterla sulle O.C. permettendo così una buona ricezione della stazione stessa entro un certo raggio.

c) Quando invece l'apparecchio debba funzionare da emettitore radiotelefonico si dovranno chiudere gli interruttori i_1 i_2 i_3 i_5 e verificare che sia aperto i_4 .

In tali condizioni la valvola 77 funziona da preamplificatrice, la prima '42 da modulatrice e la seconda '42 da oscillatrice.

L'amplificazione è fedelissima e molto forte, per tale ragione

si deve impiegare un microfono a polvere di grana fine. Non si deve per alcun motivo lasciare inserito l'altoparlante, ciò porterebbe ad inevitabili fenomeni di reazione acustica quali fischi e suoni disarmonici fortissimi.

Tutt'al più per verificare la modulazione si potrà tenere inserita in parallelo al secondario del trasformatore dell'altoparlante una cuffia. In questo caso si badi che la cuffia si trovi alla massima distanza dal microfono e nella impossibilità assoluta di influenzarlo con il suo suono.

Il microfono va tenuto verticale e la sensibilità che gli viene conferita dall'amplificatore è tale da poter permettere la trasmissione della voce e della musica.

Il microfono deve essere sistemato in modo che non abbia a vibrare per urti o per vibrazioni del suolo.

d) L'apparecchio funziona benissimo anche per la trasmissione di musica riprodotta (dischi) basta a tale fine commutare i_1 e i_2 .

La trasmissione di dischi permette il raggiungimento di una tale perfezione acustica da rendere possibile il confronto con emettitori per le radiodiffusioni circolari.

Il diaframma elettromagnetico da applicare sarà del tipo ad alta impedenza.

e) L'apparecchio può anche funzionare da emettitore radio telegrafico. Basta a tale fine sostituire al microfono un cicalino con il relativo tasto.

f) Tenendo chiuso l'interruttore i_4 e il comm. i_1 in «fono» l'apparecchio funziona da ottimo amplificatore grammofonico. Per estendere le possibilità di un così prezioso complesso si impiegano per la ricezione delle bobine intercambiabili montate su zoccoli di valvola.

Viceversa l'induttanza della parte emittente è fissa.

Il montaggio dell'apparecchio viene effettuato su base di alluminio. La valvola 77 va schermata e non deve avere alcuna connessione esterna alla schermatura (fig. 197).

Va notato che non si può effettuare il funzionamento in «relay» sulla stessa lunghezza d'onda della stazione ricevuta per non incorrere in fenomeni marcatissimi di reazione.

È anche sconsigliabile l'uso della stessa antenna per la ricezione e la ritrasmissione.

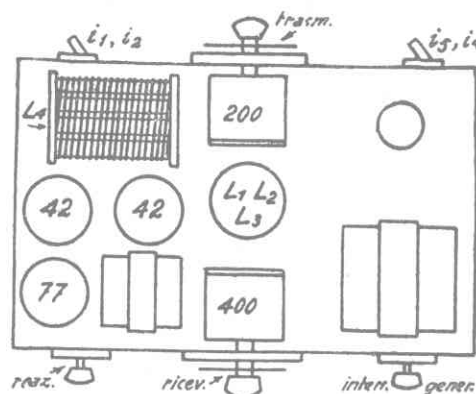


Fig. 197

Nella scelta degli interruttori si tenga presente che i_1 e i_2 costituiscono un commutatore doppio manovrabile con un unico comando; anche i_4 e i_5 costituiscono un commutatore doppio.

Gli organi impiegati rispondono alle seguenti caratteristiche:

C_1	400 $\mu\mu F$	variab. aria	O.C.
C_2	200 $\mu\mu F$	»	» O.C.
C_3	200 $\mu\mu F$	»	» O.C.
C_4	500 $\mu\mu F$	fisso mica	
C_5	50 μF	» elettrolitico	30 V.P.
C_6	50.000 $\mu\mu F$	» carta	
C_7	0,5 μF	»	»
C_8	0,5 μF	»	»
C_9	1.000 $\mu\mu F$	» mica	
C_{13}	0,01 μF	» carta	
C_{14}	0,002 μF	» mica	
C_{17}	500 $\mu\mu F$	»	»
C_{20}	8 μF	» elettrolitico	500 V
C_{21}	16 μF	»	750 V

NOTA. — Nello schema non figura un interruttore che trovasi in serie al collegamento che dalla griglia della 77 va al commutatore che deve essere aperto quando l'apparecchio funziona da ricevitore o da stazione relay.

Se la ricezione viene fatta su onde medie, si potrà tentare di usare come antenna di ricezione la rete di illuminazione, connettendo la terra alla presa corrispondente all'aereo.

Se l'apparecchio deve servire per la ricezione e trasmissione separate (duplex) e non contemporanee si può usufruire dello stesso aereo mediante un commutatore.

R_1	1 M Ω	1/2 w	pasta
R_2	300.000 Ω	1 w	pasta
R_3	50.000 Ω	1 w	»
R_4	10.000 Ω	1/2 w	»
R_5	500.000 Ω	1/2 w	»
R_6	450 Ω	3 w	filo
R_7	450 Ω	3 w	»
R_{10}	1.500 Ω	6 w	»
R_{11}	6.000 Ω	1 w	pasta
R_{12}	30.000 Ω		regolabile.

La resistenza dell'avvolgimento di campo dovrà essere di 2000 Ω .

La tensione secondaria del trasformatore deve essere di 2 \times 350 V circa perchè si deve tener conto delle cadute nel dinamico e nella resistenza R_{10} . Il trasformatore d'alimentazione dovrà rispondere ai seguenti dati:

potenza primario: 75 W - tensioni primarie di linea.

secondario: 2 \times 330 o 2 \times 350 50 mA per ramo

5 V 2 A

6,3 V 3 A

L'impedenza primaria del trasformatore d'uscita dell'altoparlante dovrà aggirarsi sui 7000-8000 Ω a carico inserito.

L'impedenza J_1 non presenta alcuna caratteristica particolare ed è una semplice bobinetta a nido d'ape da 5 mH.

La J_2 deve essere invece costruita in modo particolare dovendo servire per le O.C., i dati sono quelli che si trovano a pag. 209.

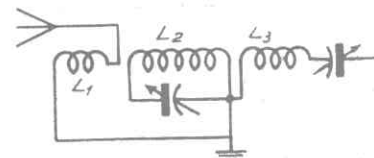


Fig. 198

La bobina di ricezione (fig. 198) è avvolta su tubo di bakelite di 30 mm. di diametro interno e 32 mm. di diametro esterno, i dati dell'avvolgimento sono:

Gamma 200-400 m.

L_1	L_2	L_3
30 spire 3/10 smalt	130 sp. 3/10 smalt	50 spire 3/10 smalt
L_2 affiancata a L_3 - L_1 distante 5 mm. da L_2 .		

Gamma 45-200 m.

L_1	L_2	L_3
10 sp. 5/10 smalt	50 sp. 5/10 smalt	25 sp. 3/10 smalt

Gamma 28-75 m.

L_1	L_2	L_3
8 spire 6/10 distanziate 0,7 m.m	22 spire 6/10 distanziate 0,7 mm.	12 spire 3/10 affiancate

Gamma 14-35 m.

L_1	L_2	L_3
5 spire 8/10 distanziate 1 2 mm	10 spire 6/10 distanziate 2 mm.	7 spire 3/10 affiancate

Per l'induttanza di trasmissione ci si regolerà in relazione alla banda nella quale si vuole trasmettere.

L'induttanza di trasmissione è fissa e le prese, a prove eseguite, vanno saldate a stagno. La resistenza R_{12} andrà regolata

sino ad ottenere ad aereo inserito una corrente anodica (misurata in serie ad J_2) di 45 mA.

La potenza trasmessa si può raddoppiare usando valvole 6L6G al posto della 42. In tale caso R_6 sarà di 250 Ω -3 W. Il trasformatore dovrà erogare $2 \times 400 V \cdot 80 mA$ per ramo; in luogo della '80 si userà la 83 V. La tensione di C_{20} sarà 750 V.P. La resistenza dell'avvolgimento di eccitazione del dinamico sarà di 1200 Ω . R_{10} sarà di 1000 Ω -6 W.

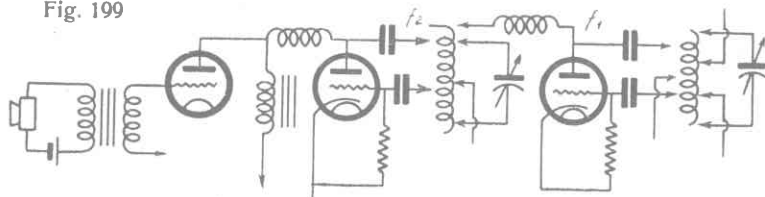
66) EMETTITORI E RICEVITORI SPECIALI

b) *Emettitori ad O.C. modulati con AF modulata.*

Perchè una corrente alternata possa vantaggiosamente modularne un'altra è necessario che la frequenza della prima sia notevolmente inferiore a quella della seconda.

Gli emettitori ad O.C. funzionano a frequenze elevatissime di fronte alle quali quelle relative alle onde lunghe si possono considerare basse frequenze.

Fig. 199



Ciò permette di modulare un oscillatore ad O.C. (f_1) mediante una oscillazione ad onda lunga (modulata o no) (f_3)

Si intende che in ricezione, dopo la consueta rivelazione non si avrà una corrente a BF (acustica) come si ha normalmente, ma si avrà una oscillazione ad onda lunga (f_2) simile a quella che ha servito a modulare l'oscillatore ad O.C.

Detta oscillazione non è in grado di azionare alcun organo elettroacustico cosicché la ricezione in un comune ricevitore non potrà avvenire anche se la corrente di AF ad onda lunga (f_2) era modulata a sua volta con BF (f_3).

Se invece il ricevitore è costituito in modo speciale ed in luogo di avere dopo la rivelatrice degli organi di *BF* ha organi o stadi per onde lunghe, atti a funzionare alla stessa frequenza (f_2) impiegata per la modulazione dell'onda portante, è chiaro che questa (f_2) potrà venire amplificata e a sua volta rivelata dando luogo finalmente ad una corrente di *BF* (f_3).

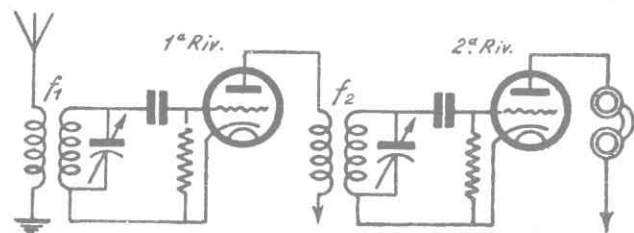


Fig. 200

Le figg. 199 e 200 mostrano rispettivamente un emettitore ed un ricevitore del genere.

Dalle suddette figure si può facilmente rilevare come l'emettitore si componga di tre parti: un generatore di correnti a *BF* (microfono), un oscillatore ad onde lunghe modulato dal precedente e da un oscillatore ad *O.C.* modulato da quest'ultimo, e come il ricevitore consista anch'esso di 3 parti fondamentali: una di *AF* ad *O.C.* con un primo rivelatore che ha lo scopo di ricavare dall'onda corta portante l'onda lunga che l'ha modulata, una ad *AF* ad onda lunga con un secondo rivelatore che ricava da essa la corrente a *BF* che l'ha modulata ed infine gli organi o gli stadi di *BF*.

S'intende che se i circuiti di *AF* ad onda lunga (f_2) del ricevitore non sono sintonizzati sulla frequenza che nell'emettitore ha servito a modulare l'oscillazione ad *O.C.*, la ricezione è impossibile.

INDICE

INDICE

PARTE I - Nozioni generali

1) - Gli elettroni nei fenomeni elettrici	pag. 9
2) - Le oscillazioni elettro magnetiche nello spazio	* 14
3) - Le correnti alternate	* 21
4) - La corrente nei conduttori	* 24
5) - Il condensatore	* 26
6) - L'induttanza	* 30
7) - L'impedenza (Z)	* 33
8) - Circuito oscillatorio	* 34
9) - La condizione di risonanza	* 40
10) - La produzione di correnti ad alta frequenza	* 44
11) - Il triodo come oscillatore	* 50
12) - Altri circuiti di generatori	* 62
13) - La modulazione	* 65
14) - Microfoni	* 77
15) - Trasformatori microfonici	* 85
16) - Propagazione delle onde corte	* 85
17) - Propagazione comparata delle radio onde	* 88
18) - Le correnti ad A.F. nei conduttori	* 92
19) - Le onde corte nei conduttori	* 93
20) - Onde stazionarie	* 94
21) - Aerei per onde corte	* 98
22) - Intensità di campo - altezza efficace - resistenza di radiazione	* 108
23) - I dielettrici, gli schermi, le capacità, gli isolanti le valvole per O.C.	* 111
24) - Oscillatori per onde ultracorte « Il Magnetron »	* 120
25) - Il Magnetron per O.C.	* 124
26) - Oscillatore Barkauser-Kurz	* 131
27) - I cristalli piezoelettrici per il pilotaggio degli oscillatori	* 136
28) - Pilotaggio degli oscillatori	* 140
29) - La polarizzazione delle griglie	* 143
30) - Criteri per l'adattamento del circuito oscillatorio d'uscita alla resistenza interna della valvola	* 152
Criteri per la realizzazione degli stadi A.F.	* 153
31) - Misure	* 167
32) - Bande a disposizione dei dilettanti e costanti dei circuiti oscillatori relativi	* 190

PARTE II - Trasmettitori

33) - Emittitore radiotelegrafico portatile di piccolissima potenza	pag. 197
34) - Emittitore radiotelefonico portatile di piccolissima potenza per O.C.	» 200
35) - Emittitore radiotelegrafico ad O.C. di piccola potenza alimentato a C.A.	» 201
36) - Emittitore radiotelefonico per O.C. di piccola potenza con alimentazione a C.A.	» 203
37) - Emittitore radiotelefonico di media potenza (10 W aereo)	» 207
38) - Emittitore radiotelegrafico di media potenza (20 W aereo)	» 213
39-40) - Emittitore radiofonico ad O.C. di potenza (50 W aereo)	» 217
41) - Emittitore radiotelefonico ad O.C. di potenza (120 W antenna) (1)	» 224
42) - Emittitore sperimentale per onde cortissime di piccola potenza	» 237
43) - Circuiti oscillatori a costanti distribuite a) Circuito «Colster»	» 242
44) - Oscillatori per O.U.C. a linee risonanti	» 245

PARTE III - Ricezione

45) - Caratteri generali	pag. 251
46) - La rivelazione per caratteristica di griglia, di placca e a diodo	» 252
47) - La reazione e le sue applicazioni	» 258
48) - La reazione e le O.C.	» 262
49) - La reazione catodica	» 263
50) - Ricevitore a 3+1 valvole per O.C. a corrente alternata	» 266
51) - Ricevitore a reazione per O.C. ed U.C.	» 270
52) - La superreazione o superrigenerazione	» 273
53) - Ricevitore per onde cortissime a superreazione (3 valvole C.C.)	» 275
54) - Ricevitore per onde cortissime a superreazione (2 + 1 valvole)	» 277
55) - Il principio della variazione di frequenza (Supereterodina)	» 279

56) - Metodi per il cambiamento di frequenza	pag. 283
57) - Slittamento di frequenza	» 285
58) - Trascinamento	» 286
59) - Supereterodine e convertitori	» 287
60) - Convertitore d'onda ad una valvola per apparecchi a C.A.	» 288
61) - Convertitore d'onda a due valvole con alimentazione a C.A. indipendente	» 293
62) - Ricezione delle emissioni radiotelegrafiche dilettantistiche	» 295
63) - Ricevitore supereterodina per O.C.	» 297

PARTE IV - Apparecchi misti

64) - Ricetrasmittitore portatile per O.C.	pag. 305
65) - Ricetrasmittitore radiotelefonico (5 W) per O.C. alimentato a C.A. adatto anche al funzionamento di stazione Relay	» 307
66) - Emittitori e ricevitori speciali	» 313

