

# FASE DELLE TENSIONI E DELLE CORRENTI NEI TRASFORMATORI RF AMPLIFICATORE F.I. AUDIO RIVELATORE A RAPPORTO

Vengono studiate dettagliatamente le relazioni di fase che vengono a crearsi tra tensioni e correnti rispettivamente nel primario e nel secondario di un trasformatore R.F. Questo studio aiuta a comprendere il funzionamento del rivelatore a rapporto.

**Q**uando abbiamo illustrato il funzionamento del circuito C.A.F. per il controllo automatico della frequenza dell'oscillatore nel selettore di canali, abbiamo anche accennato alle relazioni di fase tra tensioni e correnti RF presenti nel discriminatore. Per completare la discussione non sarà inutile soffermarci sulla **relazione di fase** che viene a crearsi tra tensioni e correnti RF in un trasformatore con primario e secondario formati da circuiti accordati.

Effettivamente le fasi delle tensioni e delle correnti sono diverse nel primario e nel secondario. Le figg. 53 e 54 illustreranno queste condizioni. Quanto diremo vale solo se primario  $L_p$  e secondario  $L_s$  sono avvolti nello stesso senso. Qualsiasi trasformatore può considerarsi un **circuito oscillante accoppiato**, in quanto qualsiasi avvolgimento oltre all'induttanza possiede sempre una certa capacità distribuita. Un esempio tipico è offerto dal trasformatore di riga: esso infatti, durante il tempo di ritorno di riga oscilla alla sua frequenza di risonanza. La differenza tra circuito oscillante e trasformatore sta nel sistema di accoppiamento e, nel nostro caso, nel rapporto tra frequenza di funzionamento  $f$  e frequenza di risonanza  $f_{res}$ .

1° caso:  $f$  molto piccola rispetto a  $f_{res}$

a) Circuito oscillante

Al circuito oscillante  $L_p, C_p$ , (primario di fig. 53a) viene applicata la tensione  $U_p$ . Questa tensione produce nell'induttanza  $L_p$  una corrente  $I_p$  che rispetto a  $U_p$  è in ritardo di  $90^\circ$ . Il campo magnetico prodotto da questa variazione di corrente induce

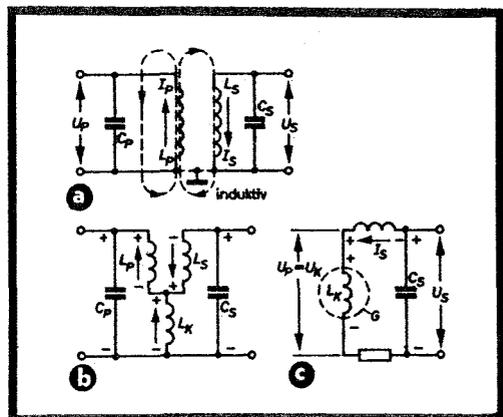


Fig. 53 - a) Circuiti oscillanti accoppiati; b) circuito equivalente di due circuiti oscillanti accoppiati; c) circuito equivalente del secondario nel caso  $f < f_{res}$ .

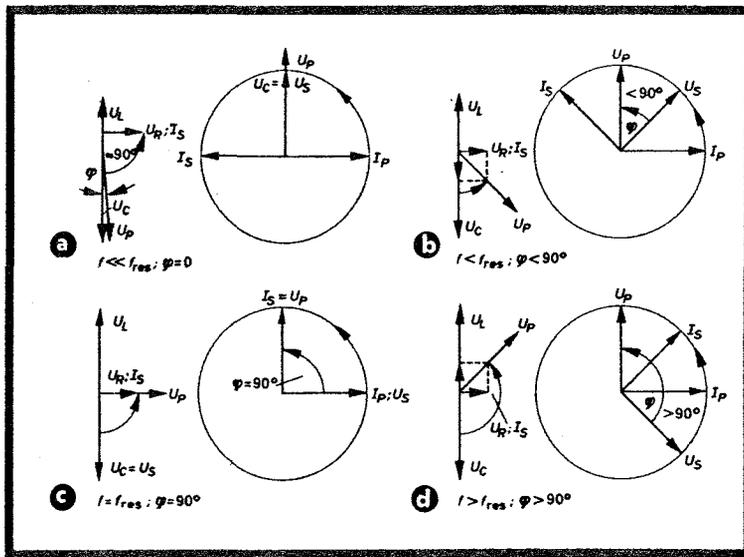


Fig. 54 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni e delle correnti di due circuiti oscillanti accoppiati.

nell'induttanza del secondario  $L_s$  una corrente  $I_s$ . In fig. 53b, l'accoppiamento effettuato da queste linee di forza del campo magnetico, è stato indicato mediante l'induttanza in comune  $L_K$ . Siccome però  $L_p$  e  $L_K$  sono attraversate dalla stessa corrente primaria  $I_p$ , agli estremi di  $L_K$  avremo una frazione della tensione primaria  $U_p$ . Per il secondario  $L_K$  rappresenta una sorgente di tensione posta in serie a  $L_s$  e  $C_s$ . Se  $f \ll f_{res}$ , anche  $U_L \ll U_C$ . Il circuito serie è capacitivo e la corrente nel secondario  $I_s$  sarà in anticipo rispetto alla tensione del generatore  $U_p$  di circa  $90^\circ$  (fig. 54a).

Se si trascurassero le perdite dovute alle resistenze ohmiche, l'anticipo sarebbe esattamente di  $90^\circ$  (fig. 54a). La tensione agli estremi di  $C_s$  è la cosiddetta « tensione ai morsetti ( $U_s$ ) » del secondario o tensione del secondario.  $U_s$  è quindi in fase con  $U_p$ .

#### b) Trasformatore.

Di solito i trasformatori possiedono una capacità « distribuita tra spira e spira » ( $C_w$ ) molto piccola per cui la loro frequenza di risonanza propria ( $f_{res}$ ) è sempre molto elevata rispetto alla frequenza di lavoro ( $f$ ): ( $f \ll f_{res}$ ). La resistenza delle perdite ( $R_v$ ) può essere trascurata. L'accop-

piamento tra avvolgimento primario ( $L_p$ ) e avvolgimento secondario ( $L_s$ ) è molto stretto. Per questo motivo l'induttanza di accoppiamento in comune  $L_K$  (fig. 53b) è pressoché uguale a  $L_p$  e  $L_s$ . Sarà pertanto  $U_K = U_p$ .

Il circuito serie del secondario  $L_s$  e  $C_s$  è puramente capacitivo, dato che  $L_s$  è molto piccola. La corrente del secondario  $I_s$  è in anticipo di circa  $90^\circ$  rispetto alla tensione  $U_p$ . La tensione sul secondario  $U_s$  ha la stessa fase della tensione sul primario.

Riassumendo possiamo dire: in un trasformatore i cui avvolgimenti primario e secondario hanno lo stesso senso, le tensioni rispettivamente al primario e al secondario hanno la stessa fase le correnti sono invece dirette in senso contrario. La corrente nel primario  $I_p$  è in ritardo di circa  $90^\circ$  rispetto alla tensione ( $L_p$  come carico) la corrente nel secondario  $I_s$  è in anticipo di circa  $90^\circ$  rispetto alla tensione ( $L_s$  come generatore). Vale quindi la rappresentazione vettoriale di fig. 54a.

#### 2° caso: $f$ è più piccola di $f_{res}$

$C_s$  e  $R_v$  non possono più essere trascurate quando i circuiti lavorano in prossimità della loro frequenza di risonanza.

Al primario è presente ancora la tensione  $U_p$ . La corrente  $I_p$  è in ritardo di circa  $90^\circ$ . Sull'induttanza di accoppiamento  $L_K$  è presente una tensione  $U_K$ , di fase identica a  $U_p$ . Il circuito equivalente del secondario è riportato in fig. 53c.  $U_K$  rappresenta la sorgente di tensione per il circuito-serie  $L_S$  e  $C_S$ . Se  $f < f_{res}$  sarà

$$\omega L < \frac{1}{\omega C}, \text{ e quindi anche } U_L < U_C$$

(fig. 54b). La corrente  $I_S$  sarà quindi in anticipo rispetto alla tensione  $U_p$ . La tensione di uscita  $U_S$  sarà in ritardo di  $90^\circ$  rispetto alla corrente  $I_S$ .

Lo sfasamento tra  $U_S$  e  $U_p$  sarà più piccolo di  $90^\circ$ ; ( $\varphi < 90^\circ$ ).

### 3° caso: $f$ uguale a $f_{res}$

Alla condizione di risonanza  $U_L = U_C$ . Nel circuito serie del secondario,  $I_S$  viene a dipendere dalla resistenza di perdita  $R_V$ , e pertanto sarà in fase con  $U_p$ .  $U_S$  è in ritardo di  $90^\circ$  rispetto a  $I_S$ . Lo sfasamento tra  $U_S$  e  $U_p$  sarà quindi come indicato nella fig. 54c circa  $90^\circ$ ; ( $\varphi = 90^\circ$ ).

### 4° caso: $f$ maggiore di $f_{res}$

Oltre la frequenza di risonanza sarà  $U_L > U_C$ . Nel circuito secondario  $I_S$  sarà in ritardo rispetto alla tensione del generatore  $U_p$  (54d). Di nuovo  $U_S$  sarà in ritardo di  $90^\circ$  rispetto alla corrente  $I_S$ .

L'angolo di fase tra  $U_S$  e  $U_p$  sarà maggiore di  $90^\circ$  ( $\varphi > 90^\circ$ ).

## L'AMPLIFICATORE AUDIO

### 1) L'amplificatore della F.I.

Nella fig. 55 è riportato lo schema elettrico di un siffatto amplificatore con annesso anche il rivelatore a rapporto. Tale amplificatore viene chiamato anche amplificatore-differenza dato che la sua frequenza di lavoro (5,5 MHz) non è altro che la differenza tra le portanti audio e video.

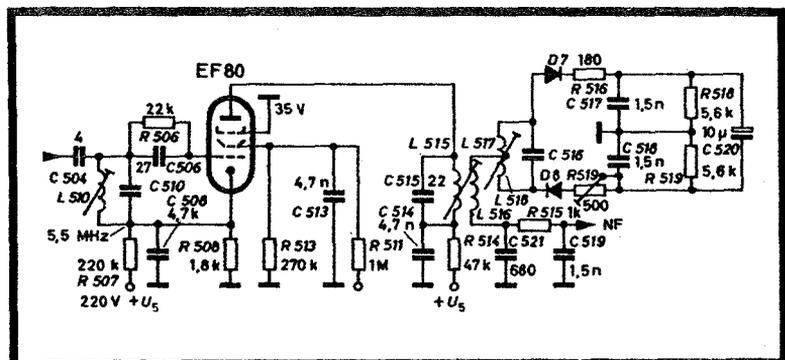
Attraverso il condensatore  $C_{504}$ , la frequenza a 5,5 MHz perviene al circuito accordato formato da  $L_{510}$  e  $C_{510}$ .

La limitazione del segnale è effettuata dal gruppetto RC,  $R_{506}$  e  $C_{506}$  oltre che dalla bassa tensione di griglia schermo. (Quando infatti l'ampiezza del segnale (5,5 MHz) supera la tensione negativa di griglia, abbiamo corrente di griglia).

La griglia schermo della EF 80 riceve la sua tensione attraverso  $R_{511}$  dalla tensione di booster, per cui l'amplificatore audio entra in funzione solo quando comincia a funzionare lo stadio finale di riga. In questa maniera viene evitato il fastidioso «ronzio» che si nota in alcuni ricevitori all'atto della messa in funzione. Esso com'è noto è dovuto ad un sovrapilotaggio dell'amplificatore F.I. video. Anche, infatti, la tensione C.A.G. si produce dopo che è entrata in funzione la deflessione orizzontale. Il valore basso della tensione della griglia schermo, riduce considerevolmente la «lunghezza» della curva caratteristica di griglia.

Un segnale F.I. audio troppo ampio ver-

Fig. 55 - Schema elettrico tipico di un amplificatore F.I. audio con annesso il rivelatore a rapporto.



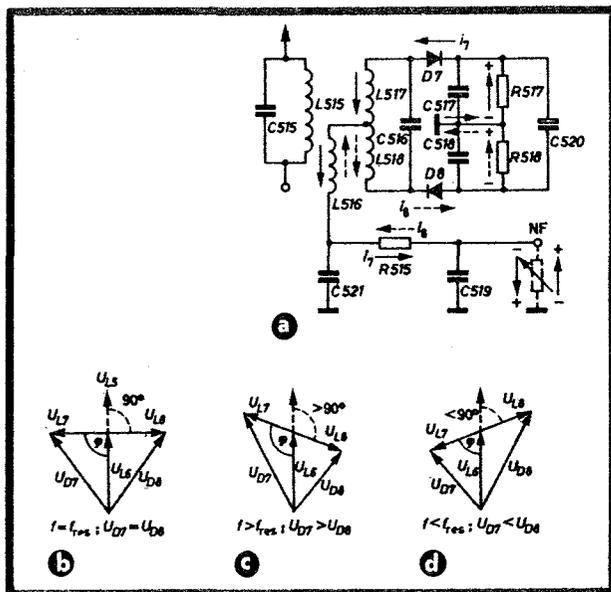


Fig. 56 - a) Direzioni delle correnti nel rivelatore a rapporto (le correnti dei diodi nel regolatore del volume sono dirette in senso opposto); b) ... d), tensioni presenti nel rivelatore a rapporto (le tensioni che nel testo sono state indicate con  $U_{L515} \dots U_{L518}$  sono state abbreviate nella rappresentazione vettoriale con  $U_{L5} \dots U_{L8}$ ).

rà quindi « tagliato » nelle sue due semionde rispettivamente negativa e positiva (limitazione). Nel circuito anodico si trova il primario del rivelatore a rapporto.

## 2) Il rivelatore a rapporto

Il circuito primario L515 e C515 è accoppiato strettamente con il terziario L516. I due avvolgimenti sono avvolti uno sopra l'altro. Oltre all'accoppiamento stretto anche la frequenza di 5,5 MHz è molto piccola per L516 rispetto alla sua frequenza di risonanza caratteristica. Per quanto detto sopra, le tensioni su L515 e L516 avranno pertanto la stessa fase. Il circuito secondario L517, L518, C516 è accoppiato lascamente. In condizioni di risonanza la tensione  $U_{L517}$  è in anticipo

di  $90^\circ$  e la tensione  $U_{L518}$  è in ritardo di  $90^\circ$  rispetto a  $U_{L516}$ .

Per i diodi, L517 o L518 risultano collegate in serie a L516. Aggiungendo vettorialmente come indicato in fig. 56b, avremo  $U_{D7} = U_{D8}$ .

Al di sopra della frequenza di risonanza, come detto in precedenza l'angolo di fase varia come indicato in fig. 56c. L'addizione vettoriale dà  $U_{D7} > U_{D8}$ .

La deviazione di frequenza  $\pm \Delta f$  caratteristica della modulazione di frequenza, si trasforma quindi, nel rivelatore a rapporto, in una variazione di ampiezza (modulazione di ampiezza). Nel circuito del rivelatore a rapporto si effettua quindi un cambiamento di tipo di modulazione.

(Da « Funktechnik », 6513)

L. C.