

*per noi tecnici  
della radio*

1

Monografie di radiotecnica

NAZARENO CALLEGARI



**CIRCUITI OSCILLATORII  
E BOBINE  
PER RADIOFREQUENZA**

PROGETTO E COSTRUZIONE



Il Rostro - Milano

1944



# CIRCUITI OSCILLATORII

## GENERALITA'.

I circuiti oscillatori, prescindendo dai casi astratti, si debbono considerare come costituiti da tre elementi: induttanza (L), capacità (C) e resistenza (R).

A seconda del come risultano disposti detti tre elementi rispetto alla sorgente di corrente alternata che alimenta il circuito oscillatorio (c. o.), questo prende il nome di c. o. « in serie » o « risonante » o di c. o. « in parallelo » o « antirisonante ».

Il primo ha la proprietà di offrire impedenza minima per una sola frequenza, il secondo di offrire, al contrario, impedenza massima a tale frequenza.

La frequenza per la quale si verificano tali comportamenti è detta « frequenza di risonanza » e, quando il valore di R è piccolo rispetto a quello degli altri elementi, può ritenersi definita dalla relazione:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (\text{Abachi N. 8 e 9})$$

Da tale formola si ricavano le seguenti (valide per la sola frequenza di risonanza):

$$C = \frac{1}{\omega^2 L}; \quad L = \frac{1}{\omega^2 C}; \quad LC = \frac{1}{\omega^2}; \quad \omega^2 = \frac{1}{LC}; \quad X_C = X_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

In tali espressioni, con  $\omega$  (detta pulsazione) si intende il prodotto  $2\pi f_0$ .

Con  $X_C$  si intende la « reattanza di capacità » e con  $X_L$  la « reattanza induttiva » date rispettivamente da:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \quad X_L = 2\pi f L = \omega L$$

In tutte queste formole, se C è espresso in Farad (F) ed L lo è in Henry (H), f risulta in Hertz ossia in « cicli » o « periodi » al minuto secondo.

Se C è espresso in microfarad ( $\mu F$ ) ed L in microhenry ( $\mu H$ ), f risulta in megahertz (MHz).

Il circuito risonante, alla frequenza di risonanza offre la sua minima impedenza, equivalente alla sola resistenza, per cui  $Z_0 = R$ .

Il circuito antirisonante, alla frequenza di risonanza offre la massima impedenza il cui valore è definito da:

$$Z_0 = \frac{L}{CR}$$

In entrambi i casi  $R$  si intende *in serie* all'induttanza, il suo valore non corrisponde a quello misurabile con corrente continua ma è ad esso superiore a causa di fenomeni che intervengono al passaggio della corrente ad A F (« effetto pelle », perdite dielettriche, irradiazione, correnti di Foucault, ecc.).

Il circuito risonante trova assai scarsa applicazione nei radioricevitori, assai più applicato è invece il circuito antirisonante che entra a far parte del circuito di ingresso, dei circuiti di radio frequenza (R F), di media frequenza (M F) e dell'oscillatore locale. Per questo motivo ci occuperemo diffusamente soltanto di quest'ultimo tipo di circuito oscillatorio.

### CIRCUITO OSCILLATORIO ANTIRISONANTE

La fig. 1 illustra la disposizione caratteristica degli elementi di un circuito oscillatorio antirisonante.

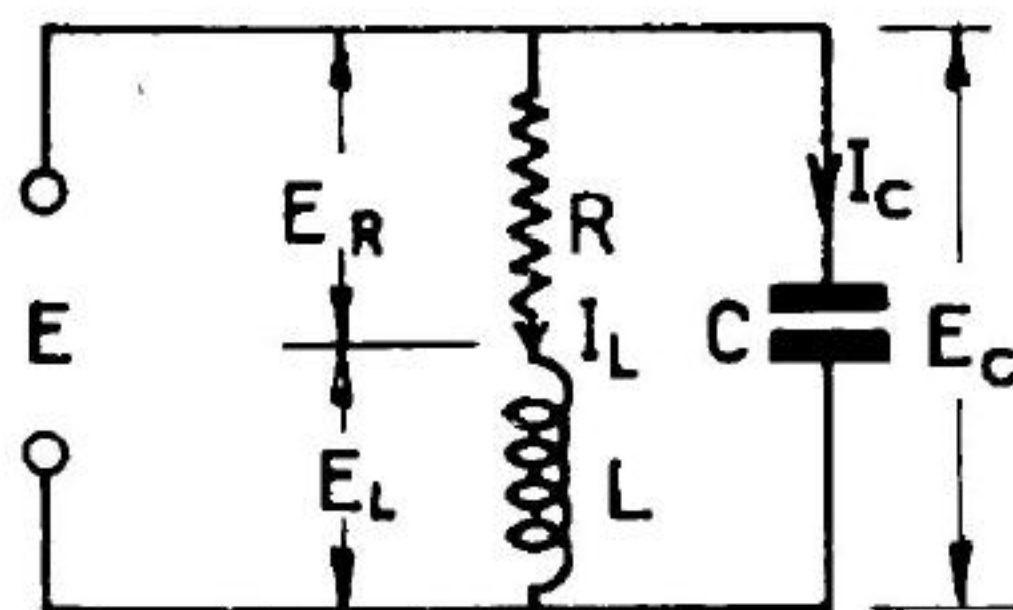


Fig. 1

La resistenza  $R$  rappresenta le perdite ad A F del circuito oscillatorio e si suppone in serie alla sola induttanza, essendo generalmente assai più basse le perdite nel ramo capacitivo.

L'impedenza ( $Z$ ) offerta da un simile circuito alla sorgente, ad una frequenza  $f$  qualsiasi, è data dall'espressione:

$$Z = \frac{\omega L}{\sqrt{(1 + \omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}} = \frac{X_L X_C}{\sqrt{(X_C - X_L)^2 + R^2}}$$

Vi è una frequenza per la quale si realizza la condizione:  $X_L = X_C$  ossia

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{o ancora} \quad 2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C}$$

tale frequenza è la *frequenza di risonanza* del circuito ( $f_0$ ).

La precedente espressione, per  $X_L = X_C$  diventa :

$$Z_0 = \frac{X_L X_C}{R} = \frac{L}{C R}$$

tale è l'impedenza offerta dal circuito in risonanza al passaggio della corrente di A F, essa viene anche detta « *Resistenza dinamica* » ( $R_d$ ).

Si dimostra che per un tale circuito la frequenza di risonanza è data da :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

praticamente però, essendo il valore di R assai piccolo rispetto a quello degli altri elementi si può considerare valida l'espressione :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \text{e quelle derivate (v. pag. 1).$$

Rispetto alla sorgente, quando la frequenza corrisponde ai valori sopra indicati, il circuito si comporta come una resistenza pura di valore  $Z_0$ , esso ammette cioè il passaggio di corrente *in fase* con la tensione.

Noto il *coefficiente di sovratensione*  $\varepsilon$  del circuito oscillatorio (ovvero il *fattore di merito*  $Q$  della bobina, che praticamente vi equivale) entrambi dati da :

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

si può facilmente conoscere il valore della resistenza dinamica mediante l'espressione :

$$R_d = \omega L Q \quad \text{o anche} \quad R_d = \frac{Q}{\omega C}$$

La  $R_d$  può essere considerata come la *resistenza equivalente* da disporre in parallelo ad un circuito oscillatorio perfetto per avere gli stessi effetti che produce la resistenza R in serie allo stesso.

Quando la frequenza non coincide con quella di risonanza, l'impedenza diminuisce e la corrente non è più in fase con la tensione applicata.

L'andamento delle correnti nei due rami ( $I_L$  e  $I_C$ ) e nel circuito di alimentazione è vettorialmente rappresentato dalla fig. 2.

Dalla predetta figura si rileva che per frequenze inferiori a quella di risonanza  $f_0$  la  $I_L$  predomina sulla  $I_C$  e quindi la  $I_t$  che è la risultante vettoriale delle due (diagonale del parallelogr. avente per lati  $I_C$  e  $I_L$ ) risulta dalla parte di  $I_L$  ossia in ritardo di fase sulla tensione di un angolo  $\phi'$ .

Alla frequenza di risonanza la componente reattiva di  $I_L$  (segmento O-A) è uguale in valore assoluto alla  $I_C$  per cui  $I_t$  coincide con la E.

Per frequenze superiori a quella di risonanza  $I_C$  predomina su  $I_L$  e

quindi  $I_t$  risulta dalla parte di  $I_C$ , ossia in anticipo di fase sulla tensione di un angolo  $\phi''$ .

L'andamento della impedenza del circuito in funzione della frequenza è rappresentabile graficamente come in fig. 3-A.

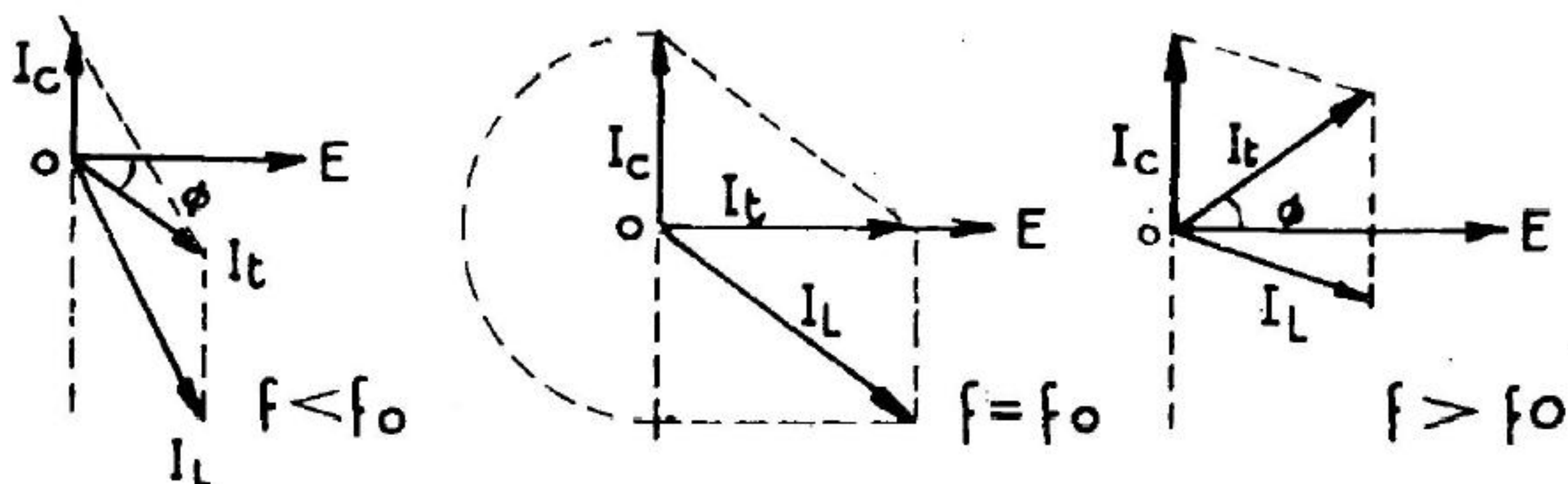


Fig. 2

L'andamento della fase è illustrato dalla fig. 3-B. Il valore esatto dell'angolo di fase  $\phi$  per una data frequenza e per dati valori di  $L$ , di  $C$  e di  $R$  è ricavabile dall'espressione:

$$\operatorname{tg} \phi = -\frac{X_L (X_L - X_C) + R^2}{R X_C}$$

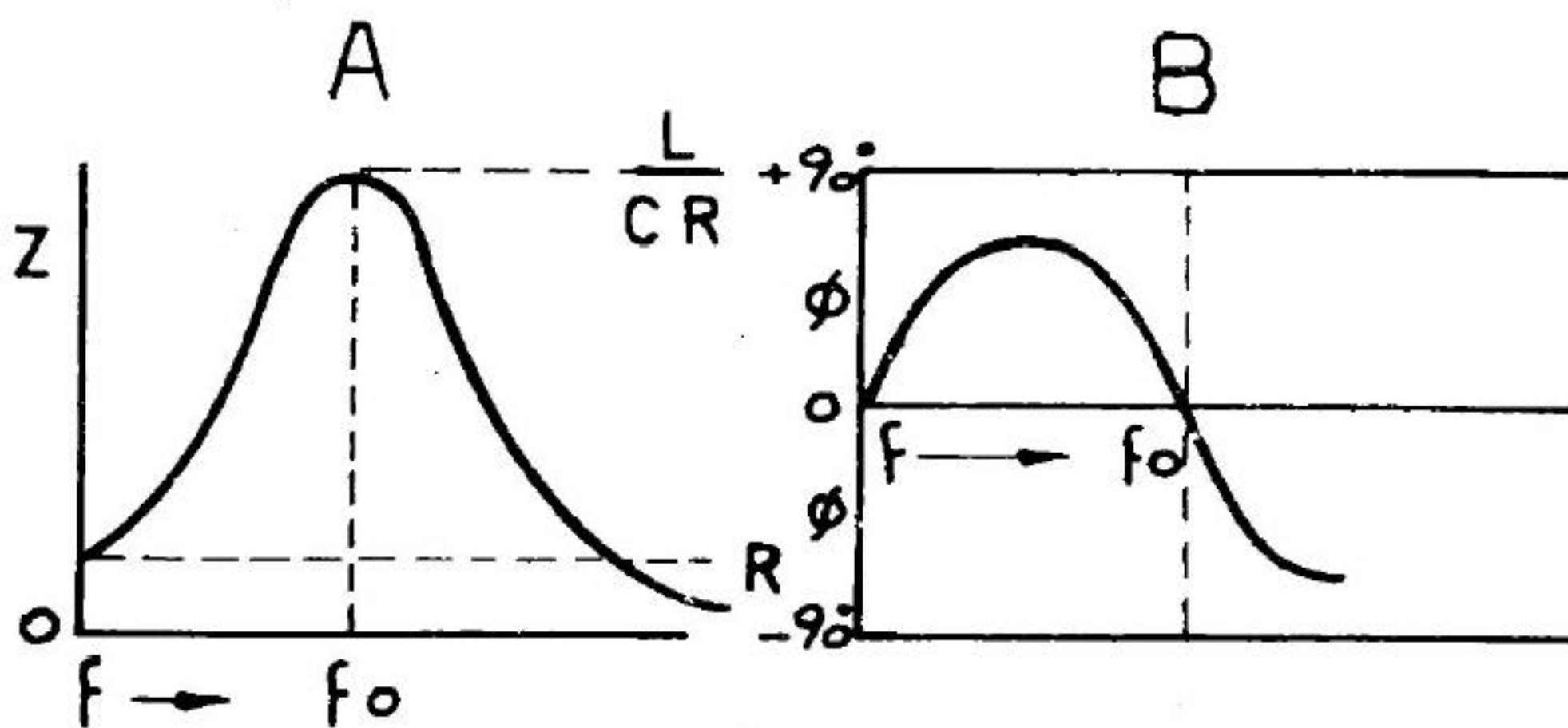


Fig. 3

#### ATTENUAZIONE FUORI RISONANZA E BANDA PASSANTE.

Un circuito oscillatorio simile a quello di fig. 1 può essere alimentato, sia disponendolo ai capi della sorgente, sia eccitando la bobina con un campo magnetico alternato della stessa frequenza.

Nel circuito di un radoricevitore possiamo facilmente trovare casi di applicazione di entrambi i sistemi. In ogni caso però la tensione che si forma ai capi del circuito oscillatorio in risonanza è proporzionale alla resistenza dinamica di questo (tranne nel caso che l'impedenza della sorgente in parallelo sia molto bassa). Dissintonizzando il c. o. l'impedenza diminuisce e con essa la tensione ai suoi capi.

L'abaco N. 1 permette di conoscere con facilità il rapporto fra la tensione che si forma alla frequenza di risonanza  $f_0$  e quella che si forma ad una frequenza  $f$  (diversa da  $f_0$ ) ossia l'attenuazione per una dissintonia  $\Delta f = |f - f_0|$ .

Nota infatti il coefficiente di sovratensione del c. o. o, praticamente il fattore di merito  $Q$  della bobina ( $Q = \omega L/R$ ), si imposti e si esegua la formola:

$$n = \frac{2 \Delta f}{f_0} Q$$

Trovato il numero  $n$  ed individuato sulla base del grafico si segua la verticale che passa per esso sino ad incontrare la curva che si riferisce ad 1 circuito. L'orizzontale passante per il punto di intersezione permette di leggere sul lato verticale sinistro il valore dell'attenuazione dovuta alla dissintonia.

E' noto che per una fedele riproduzione acustica è necessario che la selettività del circuito oscillatorio non sia eccessiva chè, in caso contrario vengono a mancare le frequenze più alte di modulazione.

Una semplice relazione permette di conoscere quanto è ampia la banda delle frequenze ( $B$ ) che possono passare senza subire una attenuazione superiore a 1,41 volte, essa è:

$$B = \frac{f_0}{Q}$$

Si tenga presente che  $B$  è uguale al doppio della banda delle frequenze acustiche di modulazione che possono essere trasmesse dal c. o. senza subire una attenuazione maggiore di 1,41 ossia  $\sqrt{2}$  volte.

#### PROGETTO DEL c. o. DEGLI STADI PRESELETTORI

Note le frequenze estreme della banda che si vuole ricevere, interessa conoscere i valori da assegnare all'induttanza e alla capacità del c. o. perchè questo possa sintonizzarsi su tutte le frequenze intermedie della banda.

Per radioricevitori d'uso civile le bande che interessano e possono essere coperte usando un solo condensatore variabile, sono tre, esse sono:

Per le onde lunghe da 1000 a 2000 m	banda	300 a 150 KHz
» » » medie da 200 a 550 m	»	1500 a 550 KHz
» » » corte da 18 a 50 m	»	16,70 a 6 MHz

In alcuni tipi recenti vengono usati per le onde corte variabili appositi di capacità minore per cui la banda viene suddivisa in tre « bande allargate » o anche in un numero maggiore.

Fra la variazione di capacità del c. o. e le frequenze corrispondenti agli estremi di detta variazione esiste la relazione:

$$\frac{\Delta C + C_0}{C_0} = \left( \frac{f_2}{f_1} \right)^2$$

in cui con  $\Delta C$  si intende la variazione di capacità avvenuta e con  $C_0$  si intende la capacità residua complessiva del circuito.

Nota la variazione di capacità del condensatore variabile ( $\Delta C$ ) potremo, mediante tale relazione conoscere il valore che è necessario dare alla capacità residua  $C_0$ . Da essa infatti si deriva:

$$C_0 = \frac{\Delta C}{\left( \frac{f_2}{f_1} \right)^2 - 1}$$

Noto così il valore di  $C_0$  e noto quello della capacità residua  $C_r$  del condensatore variabile (dato fornito dal costruttore) si può conoscere il valore da dare al condensatore « di fondo », esso è evidentemente:

$$C_f = C_0 - C_r.$$

Detto valore di capacità può essere ripartito fra un condensatore fisso ed uno semifisso in posizione intermedia (fig. 4).

In queste nuove condizioni la capacità massima complessiva non è più quella indicata dal costruttore per il solo condensatore variabile ma è a questa maggiore del valore di  $C_f$ .

Chiamiamo  $C_1$  detto nuovo valore della capacità massima, ad esso dovrà corrispondere la frequenza  $f_1$ . Potremo dunque calcolare l'induttanza da porre nel circuito per coprire tutta le banda:

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f_1^2 C_1}$$

in cui se  $f$  è espresso in MHz e  $C_1$  in  $\mu F$ , risulta  $L$  in  $\mu H$ .

Nel progettare il c. o. si deve tenere conto delle capacità parassite quali quella esistente fra i contatti del commutatore d'onda, quella fra i collegamenti e massa, quella interelettrodica della valvola e quella distribuita nella bobina fra le spire. Detta capacità è dell'ordine dei 15 ~ 25 pF, essa deve essere contenuta nel valore di  $C_f$  precedentemente considerato. Lo scopo del condensatore regolabile (trimmer) è appunto quello di correggere eventuali differenze dovute alle capacità parassite.

#### CARATTERISTICHE DEL PRIMARIO.

Lo stadio preselettore può essere direttamente accoppiato al circuito d'aereo o può essere accoppiato al circuito anodico di una valvola preamplificatrice.



Tanto nel primo caso che nel secondo è necessario che il circuito primario non si accordi ad una frequenza che sia contenuta nella banda che si vuole ricevere perchè, in caso contrario, il funzionamento del ricevitore non è più uniforme su tutta la banda ma esalta particolarmente alcune frequenze rispetto alle altre. Da qui la necessità che il primario si accordi con la capacità dell'aereo o con quella interelettrodica (a seconda dei casi) ad una frequenza maggiore o ad una frequenza minore rispettivamente di quella più alta o di quella più bassa della banda.

Entrambe le soluzioni sono possibili.

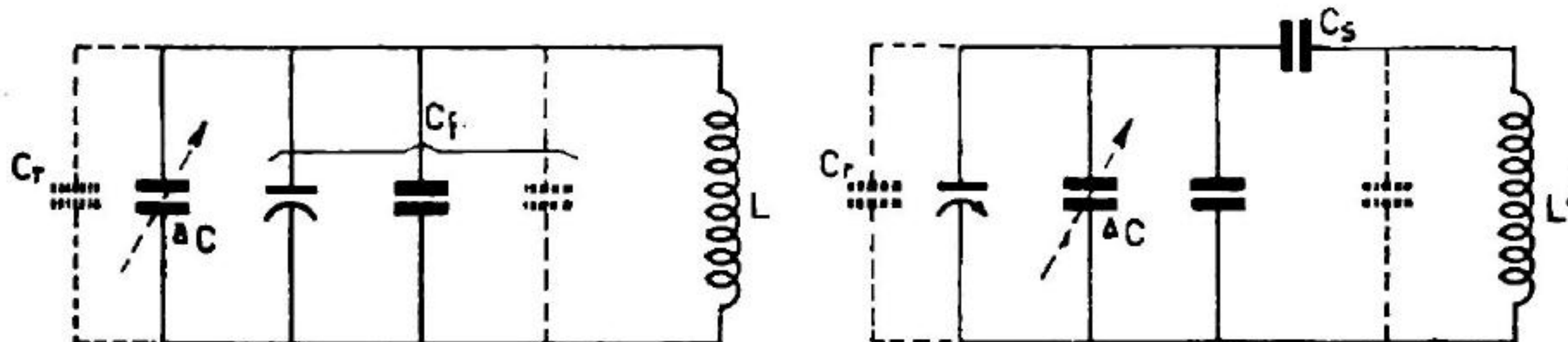


Fig. 4

Fig. 5

Nei ricevitori supereterodina, specialmente per non correre il rischio di esaltare la frequenza immagine, si fa generalmente cadere la risonanza del primario al di là delle frequenze più basse della banda. Si può però adottare anche la prima soluzione quando vi sono stadi di preamplificazione ad alta frequenza nel quale caso l'attenuazione dell'immagine è già tanto alta da non preoccupare più.

I criteri per la realizzazione del primario sono pertanto i seguenti :

a) *Primario d'aereo*. — Si suppone che la capacità di aereo non sia mai praticamente inferiore ai 100 p F, si fa quindi in modo che il primario risuoni ad una frequenza immediatamente inferiore a quella della banda ricevuta con una capacità di 60 ~ 80 p F. L'induttanza del primario risulta così notevolmente maggiore di quella del secondario.

Il tipo di avvolgimento preferito è quello a nido d'ape che consente di raggiungere forti valori di induttanza con minimo ingombro.

Per le gamme delle onde corte si può fare anche in modo che il primario, coi predetti valori di capacità risuoni oltre la frequenza più alta.

b) *Primario anodico* (circuito anodico di una valvola ampl. di alta f.): Si suppone che la capacità placca-catodo non sia superiore ai 12 ~ 15 p F il primario deve avere quindi un valore di induttanza tale da risuonare, con capacità di tale ordine ad una frequenza immediatamente inferiore a quella più bassa della banda.

Per le OC (specialmente se l'oscillatore locale è a frequenza più bassa di quella di ingresso) può essere usato un primario che coi detti valori di capacità risuoni a frequenza maggiore della più alta della banda.

Ovviamente, i detti valori di induttanza si calcolano con la nota espressione:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} \quad (\omega = 2\pi f)$$

(ved. anche abachi N. 8 e N. 9)

#### ACCOPPIAMENTO.

L'accoppiamento fra primario e secondario deve essere regolato in modo da non risultare eccessivo (selettività scarsa) nè scarso (perdita di sensibilità nel ricevitore).

L'ottimo di accoppiamento si ha quando, a carichi inseriti, ossia ad apparecchio funzionante, esso causa il dimezzamento del fattore di merito ( $Q$  ossia  $\omega L_2/R$ ) del secondario. In sede di prova si può usare una resistenza di 150  $\Omega$  quale carico del primario al posto dell'aereo.

#### PROGETTO DEL c. o. DELL'OSCILLATORE LOCALE

Stabilito il valore  $f_m$  della frequenza intermedia (o « media frequenza ») del ricevitore, che viene scelta in modo che anche l'immagine della frequenza più bassa della gamma delle O M già prestabilita capiti fuori della gamma stessa, rimane automaticamente fissata la banda che deve coprire l'oscillatore locale.

Se la banda che si vuole ricevere è contenuta fra le frequenze  $f_1$  e  $f_2$ , quella dell'oscillatore dovrà essere contenuta fra  $f' = f_1 + f_m$  ed  $f'' = f_2 + f_m$ .

Per coprire tale banda si richiede una variazione di capacità minore che per il c. o. preselettore, ma è in ogni caso necessario che la legge di variazione sia tale che in qualunque punto della banda la frequenza dell'oscillatore differisca da quella del c. o. preselettore di un valore prossimo ad  $f_m$ .

Le soluzioni che si presentano sono due:

a) Usare elementi variabili di capacità minore.

b) Disporre in serie ad un variabile identico a quello del c. o. preselettore, un condensatore (« condensatore - serie » o « padding ») fisso o semifisso, di capacità appropriata (fig. 5).

La prima soluzione è stata abbandonata in seguito all'adozione degli apparecchi multigamma.

Per la seconda soluzione, la determinazione delle varie costanti rende necessaria una trattazione piuttosto complessa che, per ragione di praticità omettiamo rimandando all'uso dell'abaco N. 2 di cui diamo qui di seguito la spiegazione.

Noto il valore della frequenza intermedia lo si individui sulla base del grafico e si innalzi da questo una verticale, questa incontrerà la curva A in

un punto. Seguendo l'orizzontale passante per tale punto si potrà leggere a sinistra il rapporto fra la capacità del condensatore da mettere in serie ( $C_s$ ) e la capacità complessiva del circuito ( $C_t$ ).

Quale valore di quest'ultima capacità si può assumere quello della  $C_1$  del circuito preselettore (pag. 6) essendo i due elementi variabili identici.

La capacità di  $C_s$  si avrà dunque moltiplicando il valore di  $C_1$  per il numero che si è trovato sul lato verticale sinistro.

La stessa verticale incontra la curva C in un punto al quale, sul lato verticale destro (scala C) corrisponde il numero di pF che è necessario aggiungere al valore del condensatore di fondo  $C_f$  del circuito preselettore per avere quello della capacità di fondo da disporre in parallelo al condensatore variabile.

E' da ricordarsi che nel valore di  $C_f$  devono essere compresi anche quelli delle varie capacità parassite e del compensatore (o « trimmer ») per cui il valore reale del condensatore fisso da adottare è dato da  $C_f$  meno quello delle predette capacità.

L'induttanza è ora facilmente calcolabile con l'espressione:

$$L' = \frac{C_t' + C_s}{\omega^2 C_t' C_s}$$

in cui con  $\omega$  si intende  $2 \pi f'$ ; con  $C_t'$  si intende il valore di  $C_t$  accresciuto di tanti pF quanti se ne sono aggiunti precedentemente a  $C_f$ .

L'abaco permette di conoscere direttamente anche il valore di  $L'$ .

Basta infatti moltiplicare il valore di induttanza trovato per il c.o. preselettore per il numero che si legge sulla scala B (verticale a destra) in corrispondenza del punto di incrocio della solita verticale (corrispondente alla MF) con la curva B.

Tanto nel progetto dello stadio preselettore che in quello oscillatore è sempre opportuno non fare proprio coincidere le frequenze  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f'$ ,  $f''$  con le frequenze estreme della banda che si vuole ricevere, è bene invece che  $f_1$  ed  $f'$  siano minori delle più basse frequenze delle rispettive bande e che  $f_2$  ed  $f''$  siano maggiori delle frequenze più alte delle stesse, in modo che rimangano due margini oltre la banda che è segnata sulla scala del ricevitore.

L'ordine di grandezza di tali margini è del 3%, dal lato delle frequenze minori, e del 7-9%, dal lato delle frequenze maggiori, dell'ampiezza della banda segnata sulla scala, per rapporti  $f_2 : f_1$  di circa 3.

Scarso interesse ha la conoscenza delle caratteristiche dell'avvolgimento di reazione, esso è in genere costituito da  $1/3 - 1/5$  delle spire di  $L'$  con filo pieno e sottile, in relazione alla pendenza e alla resistenza interna del triodo dell'oscillatore e al fattore di accoppiamento.

## PRESE INTERMEDIE SUI c. o. ED AVVOLGIMENTI ACCOPPIATI

Vi sono alcuni casi nei quali può essere conveniente effettuare una presa intermedia nel c. o. Essi si possono sintetizzare nei seguenti:

- a) Necessità di alimentare il c. o. con una sorgente a bassa impedenza.
- b) Necessità di alimentare attraverso al c. o. un circuito di bassa impedenza.
- c) Necessità di trasformare la tensione e la corrente.
- d) Necessità di avere un c. o. di impedenza molto bassa.

Nel primo e nell'ultimo caso si potrebbe benissimo fare uso di circuiti oscillatori a  $R_d$  molto bassa (basterebbe tenere  $L$  molto piccolo e  $C$  molto grande) ma non sempre ciò è possibile, infatti  $C$  è spesso un condensatore variabile dello stesso valore di altri che devono funzionare in condizioni diverse e sono in « tandem » con esso.

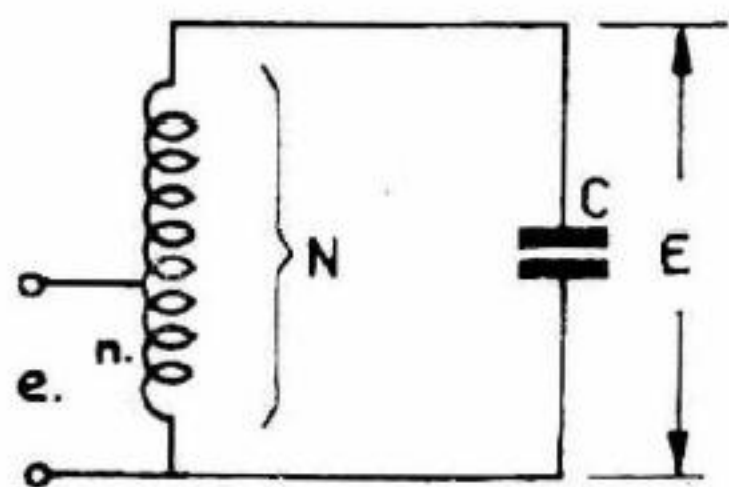


Fig. 6

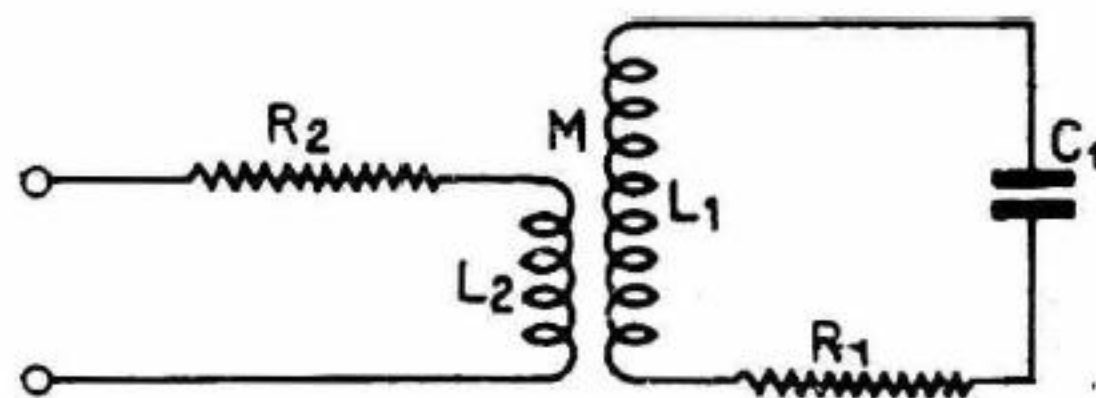


Fig. 7

Con riferimento alla fig. 6, il comportamento di un c. o. con presa intermedia è approssimativamente il seguente:

Se ai capi di tutto il circuito oscillatorio è presente una tensione  $E$ , la tensione  $e$  che compare ai capi delle  $n$  spire relative alla presa è data da:

$$e = E \frac{n}{N}$$

Reciprocamente, se  $e$  è la tensione applicata ai capi delle  $n$  spire, si forma ai capi del c. o. una tensione  $E = e \frac{N}{n}$ . In altri termini: le tensioni sono proporzionali al numero delle spire fra le quali vengono misurate.

Riguardo alle impedenze, invece, il circuito oscillatorio « visto » dalla presa, in risonanza, si comporta come una resistenza di valore:

$$R = \frac{R_d}{K^2} = R_d \left( \frac{n}{N} \right)^2 \quad \text{dove } K = \frac{N}{n}$$

Per la stessa ragione una resistenza  $R$  disposta ai capi delle  $n$  spire « carica » il circuito oscillatorio come una resistenza di valore  $R K^2$  inserita agli estremi di questo.

Cosa analoga avviene per le capacità. Se si dispone ai capi delle  $n$  spire una capacità  $C$  essa produce gli stessi effetti di una capacità di valore  $C/K^2$  inserita fra gli estremi del circuito oscillatorio.

Queste relazioni sono valide però solo per c. o. nei quali la bobina di induttanza sia ben compatta in modo che fra le prime spire e le ultime si abbia un coefficiente di accoppiamento prossimo all'unità (100%).

Il caso di un c. o. con presa alla ennesima spira si può in tutto ragguagliare a quello di un c. o. al quale sia strettamente accoppiato un avvolgimento di  $n$  spire.

## CIRCUITO OSCILLATORIO ACCOPPIATO INDUTTIVAMENTE

Se la bobina di induttanza  $L_1$  del c. o. è accoppiata ad un avvolgimento  $L_2$  secondo un coeff. di mutua induzione  $M$  (vedere pag. 12) e la resistenza di detto avvolgimento è  $R_2$  (fig. 7): all'atto dell'inserzione nel circuito  $L_2 R_2$  del carico fra A e B, avviene quanto segue:

Se fra A e B vi è corto circuito l'induttanza del c. o. diminuisce di valore andando da  $L_1$  ad un valore  $L$  che è dato da:

$$L = L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} L_2$$

contemporaneamente la resistenza propria del c. o. sale dal valore  $R_1$  ad un valore  $R'$  e il coefficiente di sovratensione  $\varepsilon$  (ossia il fattore di merito  $Q$ ) scende ad un valore  $\varepsilon'$ , essi sono dati da:

$$R' = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_2^2 + R_2^2} R_2 \quad \varepsilon' = \frac{\omega L}{R'}$$

Se invece fra A e B è inserita una induttanza  $L_3$ , allora il nuovo valore  $L$  che assume l'induttanza del c. o. è dato da:

$$L = L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + L_3)^2} L_2$$

Se fra A e B è inserita una resistenza pura il caso si riporta a quello del corto circuito ponendo nella formola al posto di  $R_2$  il valore complessivo della nuova resistenza più quello di  $R_2$ .

Della diminuzione di induttanza del c. o. e del peggioramento del suo coeff. di sovratensione bisogna tenere ben conto nel progetto del c. o. stesso se si vuole che questo si accordi alle frequenze stabilite e che la sensibilità del ricevitore coincida con quella calcolata.

## DETERMINAZIONE DEL COEFFICIENTE DI MUTUA INDUZIONE (M)

Dati due avvolgimenti accoppiati di induttanza rispettivamente  $L_1$  ed  $L_2$ , volendosi conoscere il coeff. di m. i., si procederà nel modo seguente:

Si disporranno in serie i due avvolgimenti e si misurerà l'induttanza complessiva del circuito  $L'_t$  (fig. 8 - A).

Si invertiranno poi i collegamenti ai capi di uno di essi e si otterrà un nuovo valore di ind. complessiva  $L''_t$ .

Il valore di m. i. cercato è dato allora dalla semplice relazione :

$$M = \frac{L'_t - L''_t}{4}$$

Un altro modo, meno preciso, è possibile quando siano noti i valori delle singole induttanze  $L_1$  e  $L_2$ . In tale caso basta cortocircuitarne una,

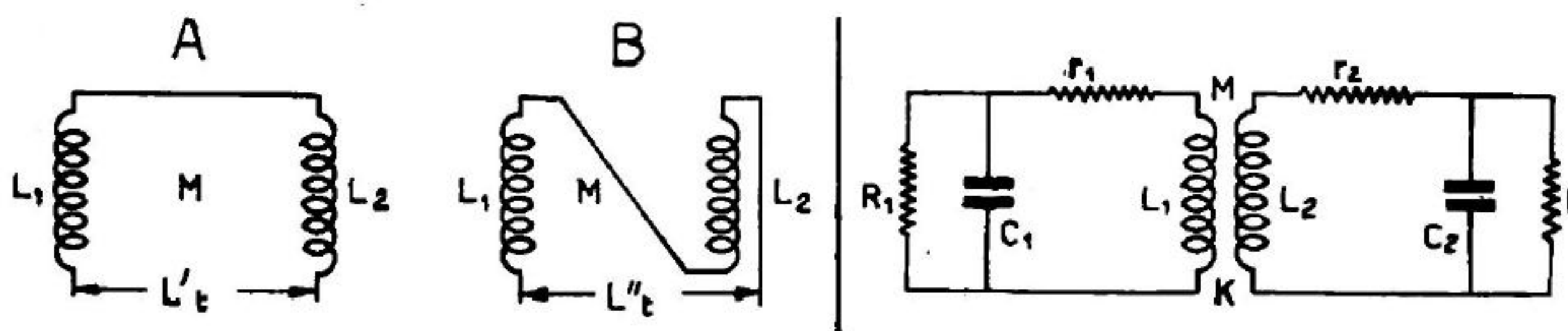


Fig. 8

Fig. 9

per esempio  $L_1$ , e leggere il nuovo valore assunto dall'altra (p. es.  $L''_{cc}$ ), si ha allora :

$$M = \sqrt{L_1 (L_2 - L''_{cc})}$$

#### DETERMINAZIONE DEL COEFFICIENTE DI ACCOPPIAMENTO (k).

Noti i valori di induttanza e quello di m. i. dei due avvolgimenti, si può conoscere il coeff. di accoppiamento mediante la relazione :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Se è noto invece il valore di una delle due induttanze (es.  $L_1$ ) quando l'altra è aperta e quello assunto dalla stessa ( $L'_{cc}$ ) quando l'altra è in corto circuito, si ha anche :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L'_{cc}}{L_1}}$$

Dalla prima espressione si ha anche :

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

che permette di conoscere il coeff. di m. i. noto il fattore di accoppiamento e il valore delle due induttanze.

## FILTRI DI BANDA « CARICATI »

Omettiamo qui di considerare, come già per i circuiti oscillatori, i casi astratti o quelli di scarso interesse pratico o comunque scarsamente applicati.

Per questa ragione non trattiamo dei filtri di banda con circuiti aperti ossia « non caricati » le cui complesse espressioni raramente interessano la pratica.

Il sistema di accoppiamento usato ha poca importanza quando sia noto  $k$  od  $M$ ; dei vari sistemi diremo brevemente più avanti. Prenderemo ora in considerazione un filtro di banda costituito da due circuiti oscillatori  $L_1 C_1 r_1$  ed  $L_2 C_2 r_2$  « caricati » in parallelo rispettivamente dalle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  (fig. 9).

Noti i citati parametri è interessante conoscere i coeff. di sovratensione reali dei circuiti oscillatori caricati.

I due c. o., presi singolarmente (ossia non accoppiati) e non caricati avrebbero i coeff. di sovratensione ( $\epsilon$ ) rispettivamente di:

$$\epsilon_1 = \frac{\omega L_1}{r_1} \qquad \epsilon_2 = \frac{\omega L_2}{r_2}$$

L'effetto delle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  è di far scendere  $\epsilon_1$  ed  $\epsilon_2$  a due nuovi valori  $\epsilon'$  ed  $\epsilon''$ , rappresentanti i coeff. di s. t. *reali* dei c. o. caricati:

$$\epsilon' = \frac{\epsilon_1 R_1}{\omega L_1 \epsilon_1 + R_1} \qquad \epsilon'' = \frac{\epsilon_2 R_2}{\omega L_2 \epsilon_2 + R_2}$$

I valori di  $\epsilon'$  ed  $\epsilon''$  sono strettamente legati al funzionamento del filtro ed al coefficiente di accoppiamento  $k$  (ovvero ad  $M$ ).

Infatti, il filtro può essere *sottoaccoppiato*, accoppiato *al critico* o *sovraccoppiato*. Nel primo caso si ha il passaggio di una certa banda di frequenze, massimo per la f. di risonanza, come per un c. o. semplice ma con scarso trasferimento di energia; nel secondo si ha analogo comportamento con passaggio di una banda più larga e con maggiore trasferimento per quella banda; nel terzo si ha il passaggio di due bande distinte per le quali si ha buon trasferimento di energia mentre tale trasferimento è minore alla frequenza alla quale risuonerebbero separatamente i due c. o.

Le curve di risposta del filtro, nei tre casi, sono rappresentate in fig. 10. Le relazioni che caratterizzano i fenomeni sono le seguenti:

$$\begin{aligned} \text{Sottoaccoppiamento: } & k < \frac{1}{\epsilon} && \text{ curva ad una cuspide} \\ \text{Accopp. critico} & : & k = \frac{1}{\epsilon} && \text{ » » » » } \\ \text{Sovraccoppiamento: } & k > \frac{1}{\epsilon} && \text{ » a due cuspidi} \end{aligned}$$

Con  $\varepsilon$  si intende la media geometrica dei coeff. di sovratensione dei due c. o. presi separatamente, ossia:

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon' \varepsilon''}$$

(Ricordare che  $\varepsilon$  si identifica in pratica col fattore  $Q$ ).

Se i due c. o. vengono separatamente sintonizzati alla stessa frequenza  $f_0$  e poi vengono accoppiati strettamente, le due frequenze corrispondenti

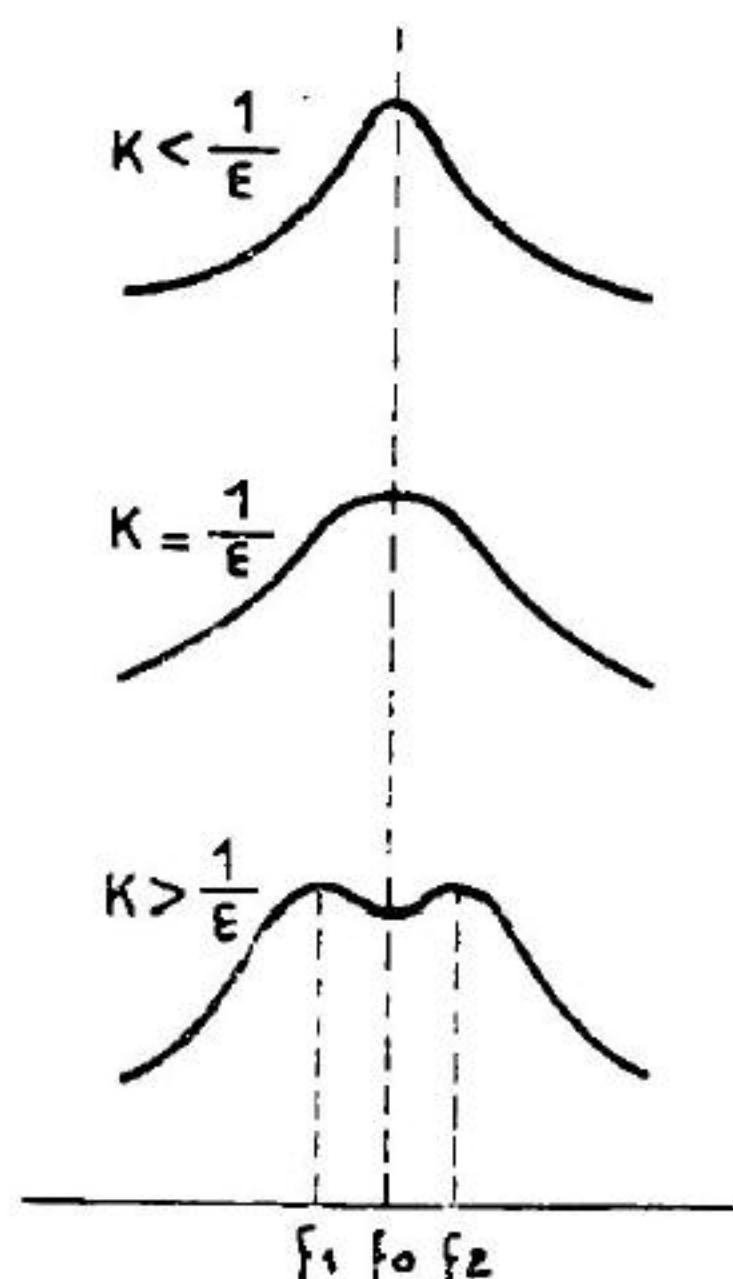


Fig. 10

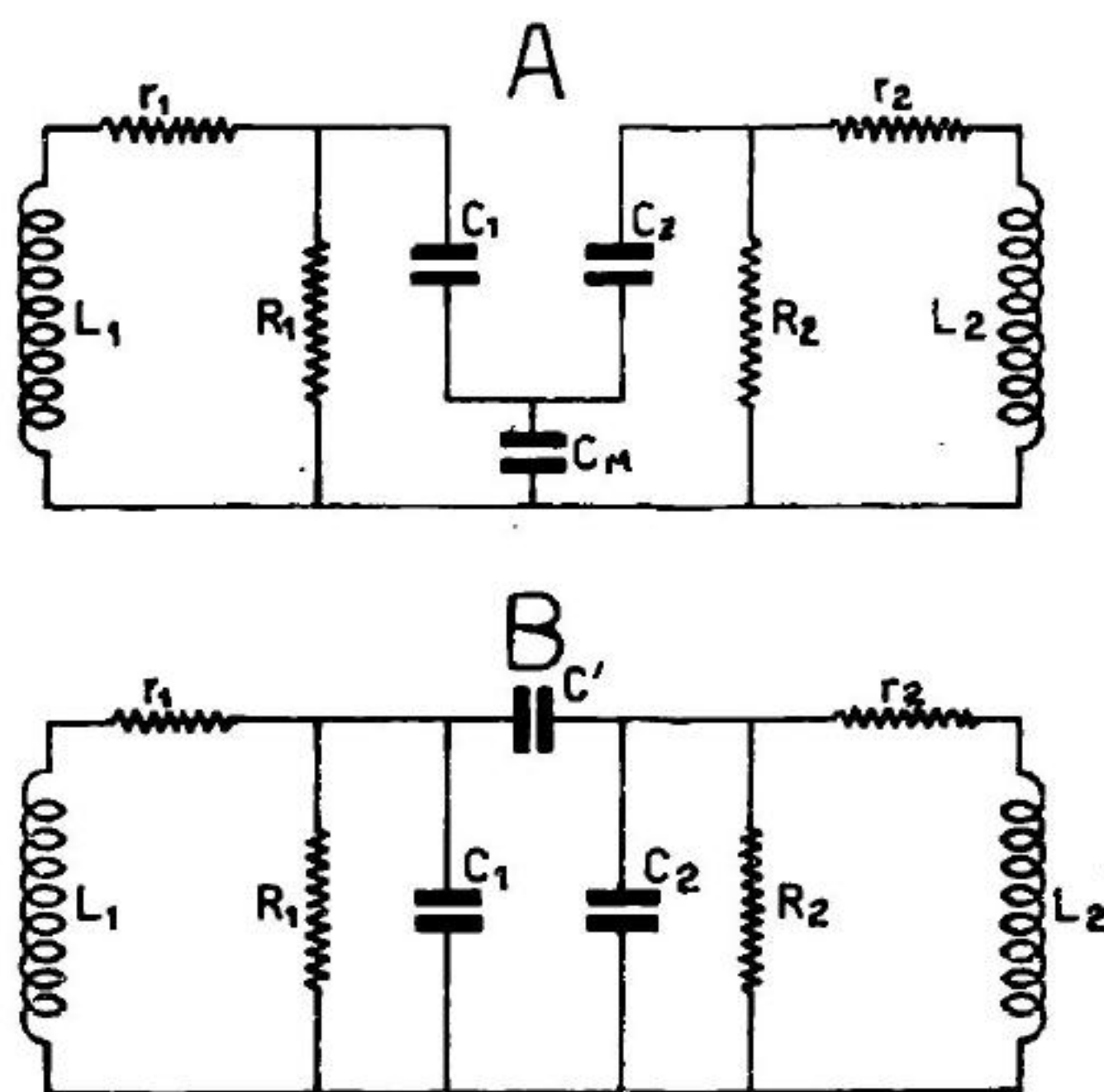


Fig. 11

alle cuspidi che compaiono (terza curva di fig. 10) sono date dall'espressione:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}}$$

La larghezza della banda di frequenze che passano con una attenuazione inferiore a 2 (ossia a 6 d. b.) è data dall'espressione:

$$\Delta f = \frac{1,5 f_0}{\varepsilon}$$

L'attenuazione che presenta un filtro di banda al passaggio delle frequenze fuori risonanza è data dall'abaco N. 1 di cui più avanti si dà spiegazione.

Nel caso di un accoppiamento capacitivo a bassa tensione quale quello di fig. 11-A, il valore da assegnarsi al condensatore di accoppiamento  $C_M$  è dato, per il critico, da:

$$C_M = \omega C_1 C_2 \sqrt{Z_1 Z_2}$$



Nel caso invece di accoppiamento capacitivo ad alta tensione (figura 11-B), il valore da assegnarsi al condensatore di accoppiamento  $C'$ , per il critico è dato da :

$$C' = \frac{1}{\omega \sqrt{Z_1 Z_2}}$$

Con  $Z_1$  e  $Z_2$  si intendono i valori di impedenza dei due circuiti presi singolarmente e caricati con le rispettive resistenze  $R_1$  e  $R_2$  ossia

$$Z_1 = \frac{L_1 R_1}{L_1 + r_1 R_1 C_1} \quad Z_2 = \frac{L_2 R_2}{L_2 + r_2 R_2 C_2}$$

In tutte le espressioni precedenti con  $R_1$  ed  $R_2$  non si sono voluti rappresentare dei « resistori » ma i carichi reali che sempre si trovano inseriti sui c. o.

Il caso più corrente è quello in cui un c. o. funge da primario e l'altro da secondario in uno stadio di amplificazione a frequenza intermedia.

In tale caso se  $L_1 C_1 r_1$  è il primario, con  $R_1$  si intende il valore della resistenza interna della valvola a cui esso è connesso. Con  $R_2$  si intende l'impedenza di ingresso della valvola che segue (se questa è una amplificatrice) o il carico di rivelazione se il c. o. secondario alimenta il circuito rivelatore.

Si tenga presente che nel caso del rivelatore, ad  $R_2$  va attribuito un valore pari a metà di quello della resistenza di rivelazione.

Diremo per incidenza che l'amplificazione di uno stadio a filtro di b. accoppiato al critico è espressa da :

$$A = 0,5 S \sqrt{Z_1 Z_2}$$

in cui con  $S$  si intende la *pendenza* (o mutua conduttanza) della valvola connessa al primario espressa in Ampère/Volt.

## TRASFORMATORI A FREQUENZA INTERMEDIA (MF)

Come abbiamo già accennato, i filtri di banda trovano la loro più frequente applicazione negli stadi a frequenza intermedia dei ricevitori supereterodina. Essi vi compaiono generalmente come trasformatori con primario e secondario accoppiati induttivamente e accordati e più raramente con altri sistemi di accoppiamento.

I due avvolgimenti sono di solito costituiti da due bobinette a nido d'ape di piccolo diametro (12-15 mm. interno) in filo a capi divisi (filo Litz) infilati su di un unico tubetto entro il quale può trovarsi un nucleo magnetico, fisso o regolabile, per ciascuna bobina.

Assai comunemente il coefficiente di accoppiamento si regola avvi-

cinando od allontanando le bobinette e l'induttanza di queste si varia regolando la posizione del nucleo rispetto al relativo avvolgimento.

I due condensatori di accordo sono contenuti, con le bobine entro lo schermo, generalmente di alluminio, di forma cilindrica o di parallelepipedo a base quadrata. Il diametro medio dello schermo è di solito dell'ordine di 2-3 volte il diametro medio delle bobinette.

Nel progetto di un trasformatore di MF non si può trascurare l'effetto dello schermo che si fa sentire notevolmente soprattutto su tre parametri ossia sull'induttanza, sul fattore di merito ( $Q$ ) delle bobine e sul fattore di accoppiamento.

Quando non vi sono ragioni particolari per procedere diversamente, si cerca sempre di ottenere per le bobine il più alto fattore di merito possibile. Questo deve essere dell'ordine di 180-250 fuori dello schermo.

Con l'inclusione nello schermo il  $Q$  delle bobine scende a 120-160.

La riduzione di induttanza ad opera dello schermo viene di solito compensata regolando il nucleo delle bobinette, abbastanza frequente è il caso di compensazione mediante la regolazione del valore della capacità del c. o.

Quanto al fattore di accoppiamento non vi è che procedere per tentativi accostando le bobinette sino a che cominciano a comparire le due frequenze distinte di risonanza, indici di sovraccoppiamento. Queste si rilevano con un comune misuratore di uscita sulla valvola finale applicando il segnale di un generatore alla griglia della valvola nel cui circuito anodico trovasi inserito il trasformatore di MF.

Assai pratico è anche l'uso dell'oscillografo impiegando un generatore speciale modulato in frequenza. Il segnale del generatore si applica come nel caso precedente, quello da esaminare all'oscillografo viene prelevato dalla resistenza del circuito di rivelazione del ricevitore. L'oscillografo deve essere sincronizzato con la frequenza modulatrice del generatore.

L'oscillografo viene fatto funzionare con l'asse dei tempi a frequenza doppia di quella modulatrice per cui compaiono due curve simmetriche che si portano a coincidere regolando la frequenza fondamentale del generatore sino a farla corrispondere a quella di risonanza dei c. o. di MF (figura 12-A).

Se le due curve coincidono perfettamente tutto è regolare, se esse viceversa presentano asimmetrie per cui la sovrapposizione è imperfetta, (fig. 12-B) vuol dire che vi possono essere accoppiamenti elettrostatici parassitari fra i c. o. del trasformatore (fili troppo vicini, accoppiamenti elettrostatici fra i condensatori di accordo).

L'inconveniente spesso può essere eliminato invertendo i collegamenti ai capi di una delle due bobine.

Fra i due c. o. infatti è sempre presente, oltre all'accoppiamento ma-

gnetico, un accoppiamento capacitivo parassitario, questo può anche rappresentare una parte non indifferente dell'accoppiamento totale. In tale caso esso può essere concorde con quello magnetico per cui gli effetti si sommano o discorde, per cui gli effetti si sottraggono.

Può così succedere che trasformatori con le bobine molto distanziate abbiano un forte fattore di accoppiamento o viceversa.

E' in ogni caso opportuno che gli accoppiamenti elettrostatici parassiti siano ridotti al minimo, essi sono tollerabili quando sono deboli e concordi con quello magnetico.

La dissimmetria delle curve ottenute all'oscillografo può dipendere però anche da altre cause, estranee al trasformatore, così, ad es., da fenomeni di reazione. Frequentissimo il caso di reazione dovuta a insufficiente capacità del condensatore di fuga presente sul catodo.

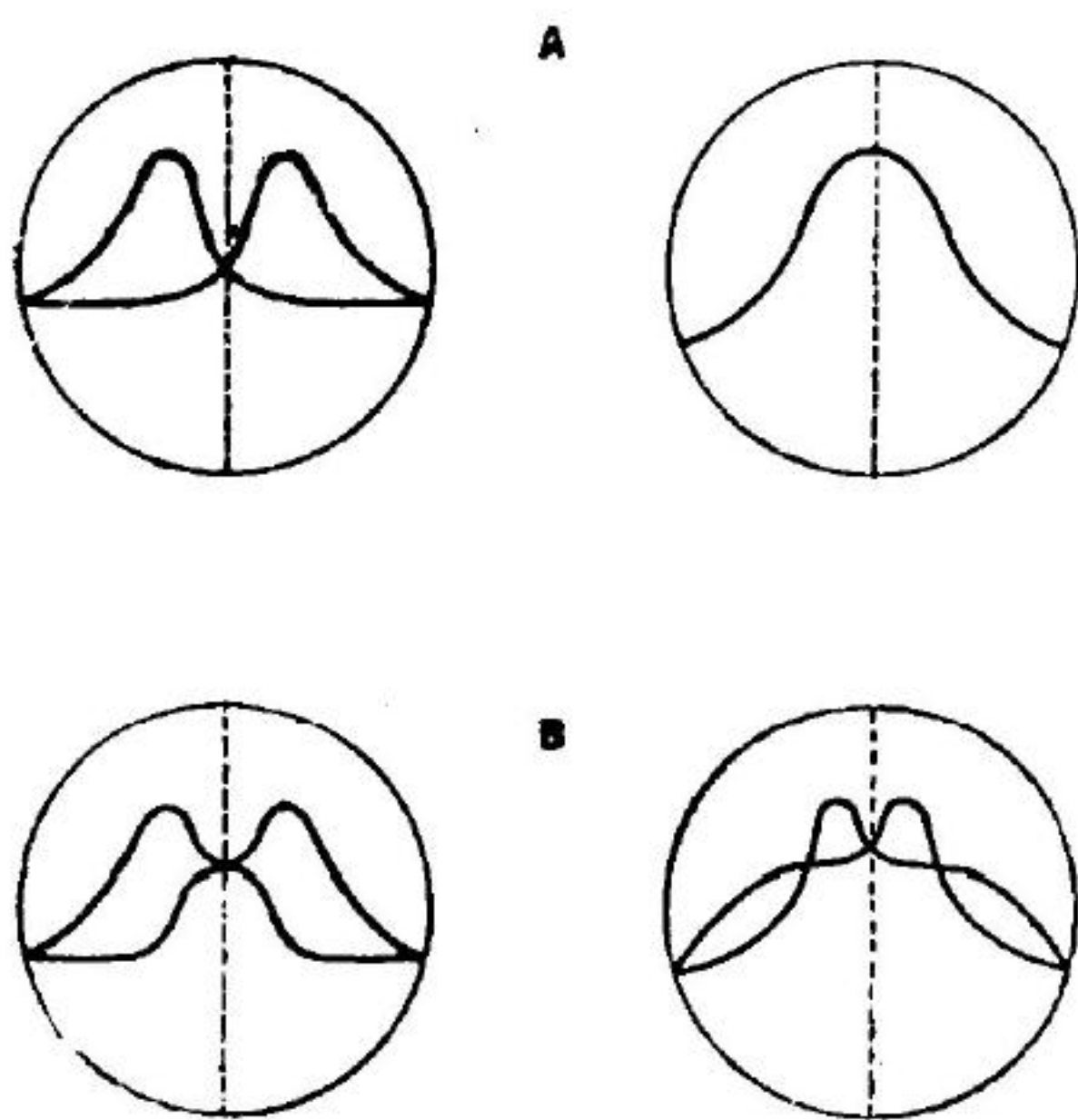


Fig. 12

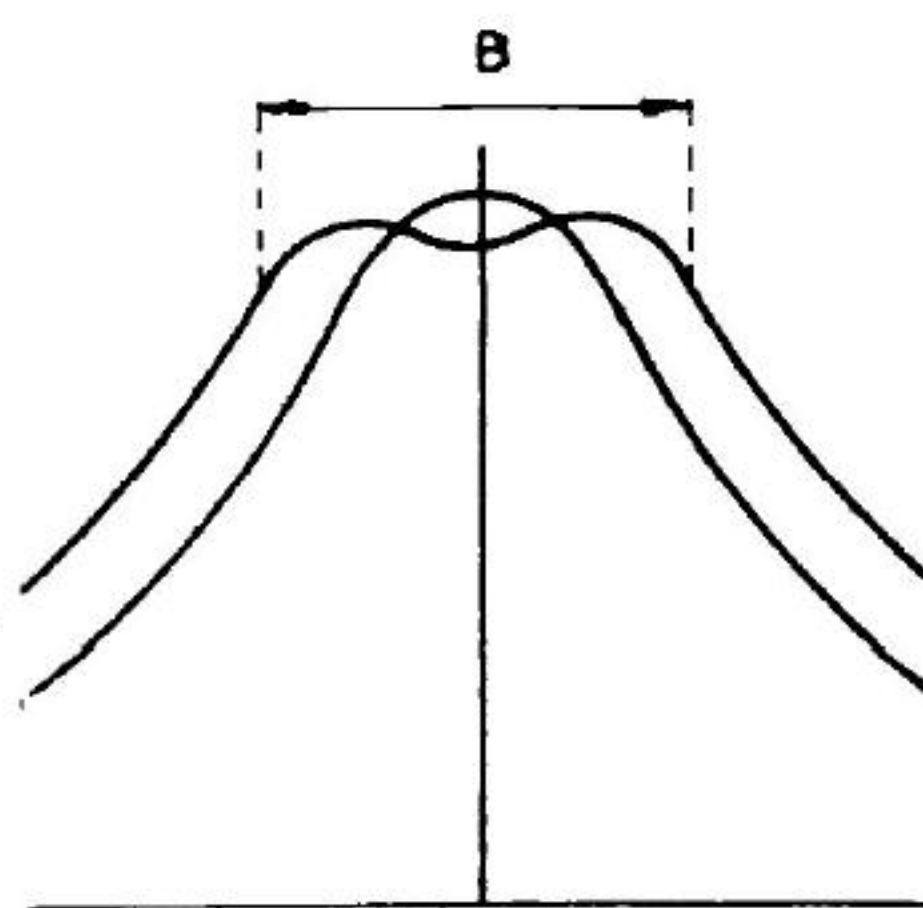


Fig. 13

Per ottenere bande passanti sufficientemente ampie per riproduzioni ad alta fedeltà si possono alternare nel ricevitore trasformatori di MF leggermente sovraccoppiati con altri « al critico » (fig. 13).

In alcuni ricevitori si realizza la « *selettività variabile* » facendo variare l'accoppiamento fra i due c. o. del trasformatore di MF. A tale fine possono essere impiegati dispositivi meccanici che fanno variare la distanza delle bobine o dispositivi elettrici (commutatori o reostati) che fanno variare le caratteristiche elettriche di una linea di accoppiamento a bassa tensione (fig. 14).

Per ottenere curve a fianchi ripidi si usano qualche volta trasformatori di MF con tre c. o. di cui si collegano solo gli estremi lasciando libero quello intermedio.

Vi sono casi, non frequenti, di trasformatori di MF senza accoppiamento magnetico, l'accoppiamento è in tale caso assicurato da un piccolo condensatore (2-3 pF) ed i c. o. sono montati entro schermi separati.

### ATTENUAZIONE FUORI RISONANZA DEI FILTRI DI BANDA.

L'attenuazione fuori risonanza di un filtro di b. a due c. o. si può dedurre con molta facilità dall'abaco N. 1.

Se un filtro di b. (es. un trasf. di MF) è accordato ad una fre-

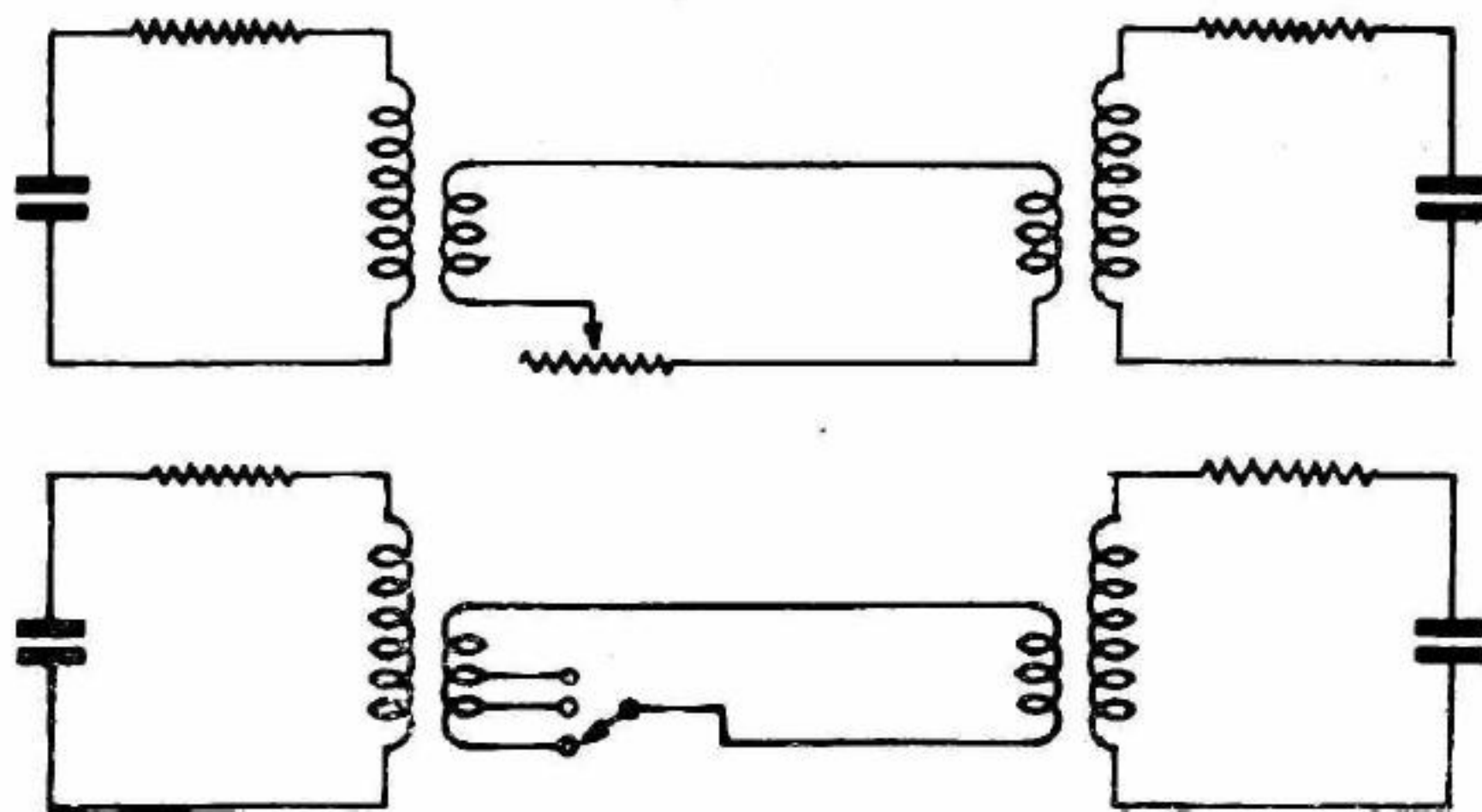


Fig. 14

quenza  $f_0$ , ha i coeff. di sovratensione dei c. o. (entro lo schermo) rispettivamente  $\epsilon_1$  ed  $\epsilon_2$  ed ha un fattore di accoppiamento  $k$  (ricavabile coi metodi indicati a pag. 12), si potrà conoscere l'attenuazione ad una frequenza  $f$  procedendo come segue:

Si calcoli l' $\epsilon$  medio:

$$\epsilon = \sqrt{\epsilon_1 \epsilon_2}$$

lo si moltiplichi per  $k$ : si otterrà un numero. Si cerchi sull'abaco una curva riferentesi a 2 c. o. corrispondente a tale numero.

La curva relativa all'accoppiamento critico è quella per cui  $k \cdot \epsilon = 1$  (ossia  $kQ = 1$ ).

Si esegua poi l'operazione:

$$n = 2 \frac{|f_0 - f|}{f_0} Q$$

Si cerchi il numero così trovato sulla base dell'abaco.

In corrispondenza al punto d'incontro fra la verticale passante per tale punto della base e la curva identificata, si leggerà sul lato verticale sinistro l'attenuazione cercata.

Per filtri di banda a 3 c. o., accoppiati al critico, si procederà in modo analogo servendosi della curva relativa a 3 c. o.

## VERIFICA DELLE CARATTERISTICHE DI UN TRASF. DI MF A FILTRO DI B.

La verifica in oggetto si effettua con l'ausilio dell'abaco N. 3 sull'apparecchio funzionante.

Si applichi, sulla griglia della valvola nel cui circuito anodico trovasi il trasf. di MF, un segnale debole e si legga nello stadio successivo, con voltmetro elettronico, la tensione che vi corrisponde.

Si raddoppi il segnale e si dissintonizzi il generatore sino ad ottenere lo stesso valore di tensione nel voltmetro (dissintonia  $\Delta f_2$ ).

Si rifaccia l'operazione con segnale decuplo dell'iniziale leggendo la dissintonia  $\Delta f_{10}$  occorrente per riottenere lo stesso valore di tensione nel voltmetro.

Si divida  $\Delta f_{10}$  per  $\Delta f_2$  e si otterrà un numero che andrà cercato sulla base dell'abaco. Il punto di incontro fra la verticale passante per tale punto della base e la curva  $kQ$  permetterà di leggere sul lato verticale sinistro il valore di  $kQ$  ossia del prodotto di  $k$  per  $\varepsilon$ .

Per conoscere il valore di  $\varepsilon$  (ossia di  $Q$ ) si identifichi il punto di incrocio fra l'orizzontale passante per il valore di  $kQ$  trovato e la curva  $p$ . Sulla base superiore dell'abaco si leggerà in corrispondenza a tale punto il valore di  $P$ .

Dalla relazione:

$$\varepsilon = Q = \frac{\omega_0}{P \Delta f_{10}}$$

si potrà conoscere  $\varepsilon$  o  $Q$ .

Se si è certi che il ricevitore amplifica linearmente i segnali applicati nonostante la loro diversa ampiezza, si può usare un indicatore in uscita in luogo del voltmetro a valvola.

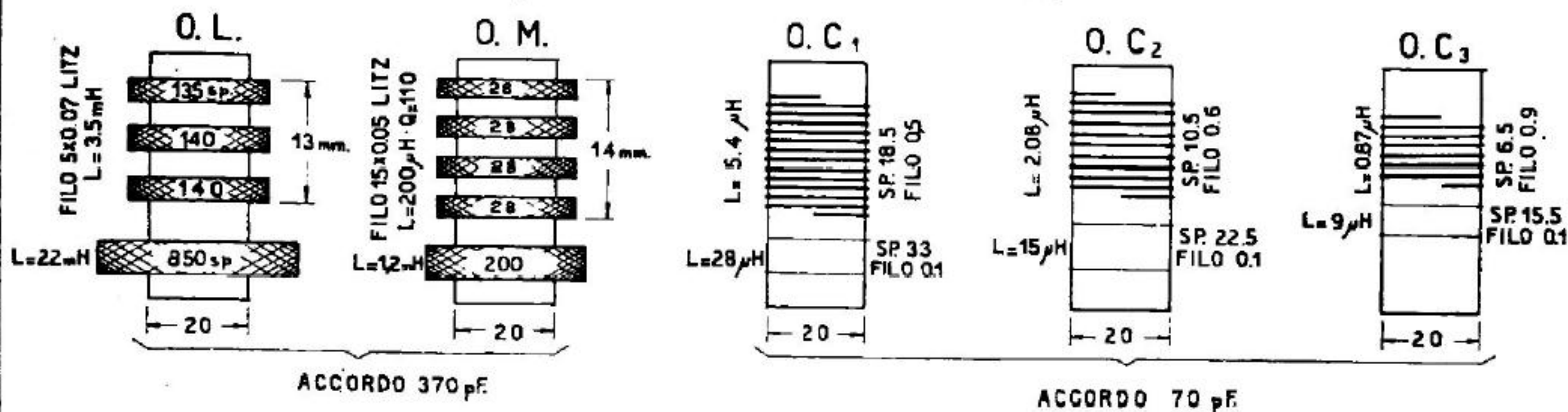
## EFFETTO DELLO SCHERMO SULLA L DELLE BOBINE

Abbiamo detto (pag. 16) che l'inclusione delle bobine nello schermo porta ad una riduzione del valore della loro induttanza. Si tratta dello stesso fenomeno già considerato a pag. 11 per cui accoppiando un circuito induttivo ad un c. o. si verifica una riduzione di induttanza in quest'ultimo.

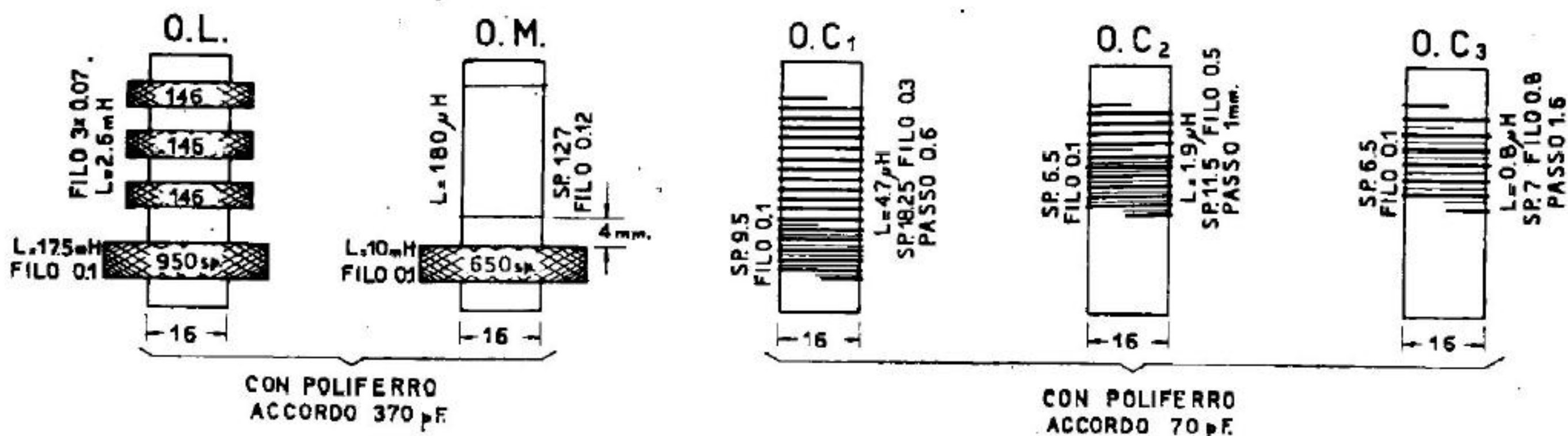
Lo schermo si comporta infatti come una spira in corto circuito accoppiata al c. o. Maggiore è il diametro dello schermo rispetto a quello delle bobine e minore è l'accoppiamento fra schermo e c. o., quindi minori sono anche gli effetti che ne derivano. Da qui la convenienza di usare, dove è possibile, schermi ampi. Minore è la resistenza ad A F dello schermo e tanto più alto rimane il fattore  $Q$  delle bobine. Da qui la convenienza di usare per lo schermo un metallo buon conduttore.

# SERIE COMPLETA DI BOBINE PER UN RICEVITORE

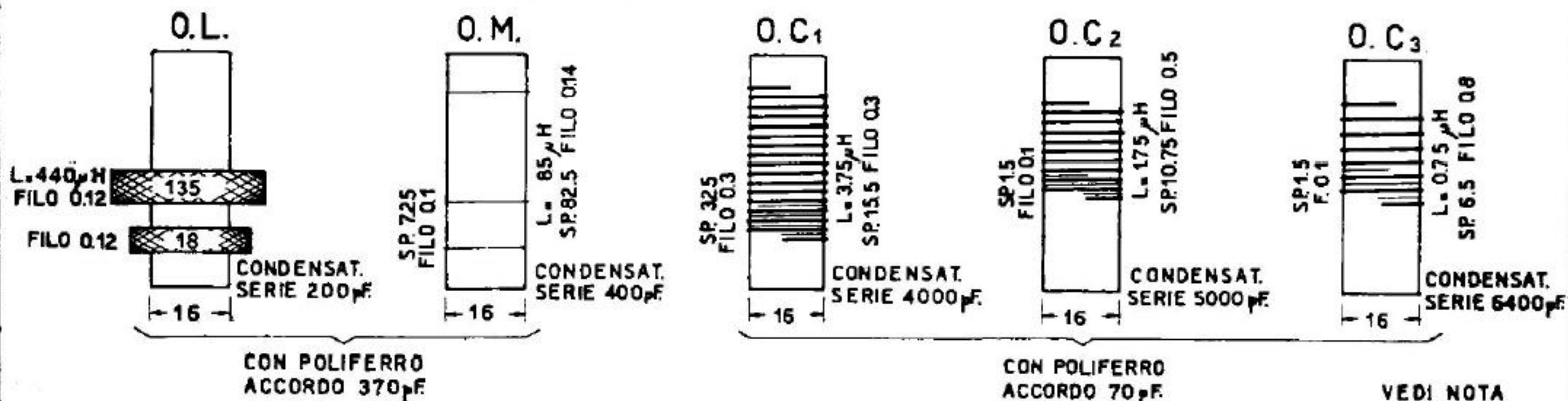
## 1) TRASFORMATORE D'AEREO



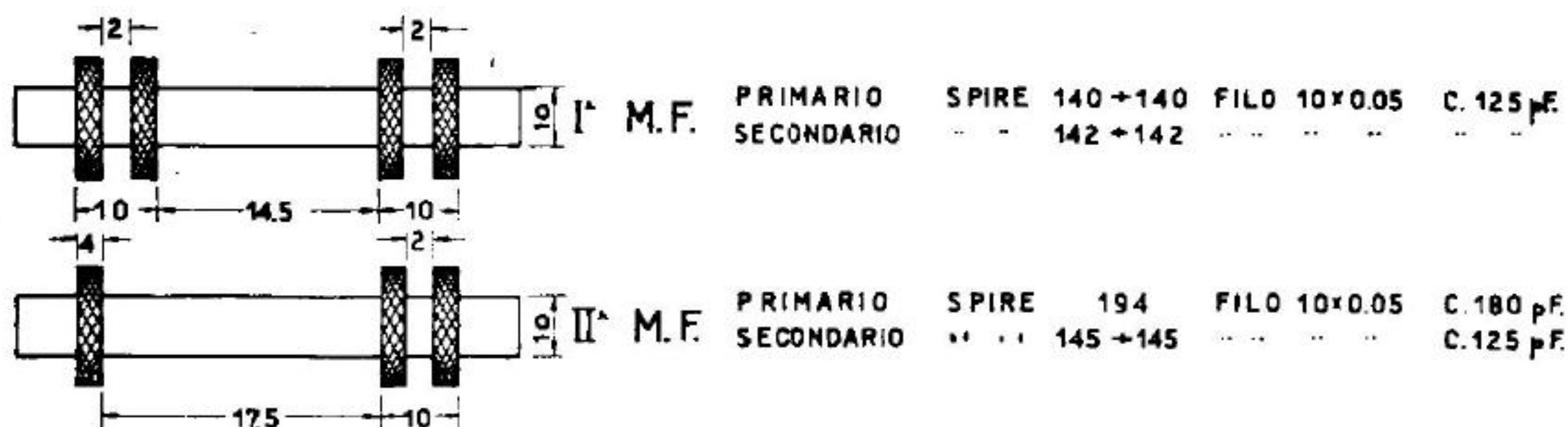
## 2) TRASFORMATORE INTERVALVOLARE



## 3) BOBINA OSCILLATORE



## TRASFORMATORI DI M.F. PER 470 Kc.



SCHEMI IN ALLUMINIO SPESSORE 5/10 SEZIONE QUADRATA 35x35mm NUCLEI IN POLIFERRO CILINDRICI LUNGI 17mm DIAMETRO 7mm REGOLABILI...

NOTA: LO STADIO OSCILLATORE HA LA REAZIONE SUL CATODO. IN PARALLELO AL PRIMARIO DEL TRASFORM. INTERV DI O.L. DEVE ESSERE POSTO UN CONDENSATORE FISSO DA 250 pF.

Fig. 15

L'abaco N. 4 permette di conoscere il coeff. di accoppiamento  $k$  fra le bobine e lo schermo, note le loro dimensioni geometriche.

Nota la lunghezza  $l$  della bobina ed il raggio  $r$  della stessa, si divida la prima per il doppio del secondo e si cerchi sulla base dell'abaco il valore che corrisponde al quoziente trovato.

Si divida poi il raggio della bobina per quello dello schermo e si identifichi la curva che corrisponde al nuovo numero ottenuto.

La verticale innalzata dal primo punto incontra la curva in un punto in corrispondenza del quale si leggerà sul lato verticale dell'abaco il valore di  $k_2$ .

Il valore acquistato dalla induttanza dopo l'inclusione della bobina nello schermo è dato da :

$$L_1 = L (1 - k^2)$$

Per completare queste note, aggiungiamo che è raccomandabile in ogni caso l'impiego di nuclei di ferro per AF (Draloperm, Ferrocart, Poliferro, ecc.) il cui effetto è di accrescere fortemente il valore di induttanza delle bobine (fino a 3-4 volte) lasciando quasi inalterata la loro resistenza ad AF, consentendo così di ottenere alti fattori di merito (spesso doppi di quelli ottenibili senza il nucleo). E' anche importante l'uso, per AF di filo a capi divisi (Litz) la cui resistenza ad AF è notevolmente minore che per il filo pieno.

Per la bobine ad o. c. il filo Litz si dimostra meno necessario anche perchè si possono usare fili pieni di diametro maggiore essendo limitato il numero delle spire.

#### REALIZZAZIONE DELLE BOBINE DI INDUTTANZA.

Una bobina d'induttanza di un dato valore si può realizzare in molti modi diversi pur conseguendo risultati non molto dissimili.

Hanno influenza sul valore di induttanza :

- a) Il diametro medio della bobina.
- b) La lunghezza della parte avvolta della bobina.
- c) Il numero delle spire.

In generale, l'aumento del diametro e del numero delle spire porta ad un aumento del valore di induttanza; un aumento della lunghezza della bobina (non del filo) porta invece ad una diminuzione di induttanza.

Tranne il caso di bobine per frequenze basse, che qui non ci interessa, le bobine per AF possono essere realizzate fondamentalmente in due modi, ossia con avvolgimento a più strati, se si vuole ottenere un forte valore

di induttanza in poco spazio, oppure a spirale cilindrica a spire accostate o distanziate per valori minori di induttanza.

Per il progetto delle bobine esistono varie formole, in genere abbastanza complesse e nelle quali entrano coefficienti ricavati per via sperimentale, che non sempre danno risultati soddisfacenti.

Per questi motivi consigliamo l'uso degli abachi N. 5, 6 e 7, essi servono rispettivamente per bobine a nido d'ape (per onde lunghe, bobine di arresto e trasformatori di MF), per bobine cilindriche (per onde medie) e per bobine a basso valore di induttanza (onde corte).

Numerosi dati di bobine già realizzate sono contenuti a pag. 20.

#### USO DEGLI ABACHI.

L'uso dell'abaco N. 5 è intuitivo, esso si riferisce a tre tipi di bobina a nido d'ape ( $L_1$ ,  $L_2$  ed  $L_3$ ) ad ogn'una delle quali corrisponde una curva, una scala per i valori di  $L$  (sul lato verticale sinistro) ed una scala per il numero di spire relativo, sulla base.

L'abaco fornisce anche i valori di capacità distribuita al variare del numero delle spire (linee punteggiate:  $C_1$  per  $L_1$ ;  $C_2$  per  $L_2$ ;  $C_3$  per  $L_3$ ) che si leggono sul lato verticale destro dell'abaco.

L'abaco N. 6 si riferisce a bobine cilindriche specialmente adatte per c. o. ad *onde medie*, per servirsene è necessario l'ausilio di una riga. L'uso è il seguente:

Nota il diametro del tubo a disposizione (1<sup>a</sup> colonna a sinistra), la lunghezza che si vuol dare alla bobina (3<sup>a</sup> colonna) ed il valore di induttanza (4<sup>a</sup> colonna), si congiunge con una retta il punto corrispondente alla induttanza data con quello corrispondente al diametro della bobina. Tale retta incontra la linea verticale di « indice » in un punto. Si congiunga ora tale punto con quello corrispondente alla lunghezza dell'avvolgimento, il prolungamento della retta congiungente taglierà la colonna del n° di spire per cm. in un punto nel quale si leggerà quante spire l'avvolgimento deve avere per ogni cm. di lunghezza. Il numero di spire totali si ha moltiplicando il n° di spire per cm. per la lunghezza dell'avvolgimento in cm.

Avvertiamo, per maggiore precisione, che il diametro dell'avvolgimento di cui alla 1<sup>a</sup> colonna si intende misurato sull'asse del conduttore, esso deve perciò corrispondere alla somma del diametro del tubo di supporto più un diametro del conduttore.

L'abaco risolve tutti quei problemi in cui sono noti tre dei quattro elementi sopra indicati e si ricerca il quarto.

L'abaco N. 7 riguarda infine le bobine per *onde corte*.

Il valore di induttanza dato si legge a destra e si riferisce ad una delle linee oblique. Dal punto d'intersezione di tale linea con la verticale



abbassata dalla base superiore destra in corrispondenza al valore del rapporto  $l/D$  (lunghezza dell'avvolgimento divisa per il diametro), si traccerà una linea orizzontale, questa incontrerà la verticale, della parte sinistra del disegno, corrispondente al diametro della bobina, in un punto per il quale passerà l'obliqua recante a sinistra il numero di spire cercato.

DATI PER LA REALIZZAZIONE DI BOBINE PER A F.

*Dati per le bobine dello stadio convertitore (valvola 2A7, 6A7 o 6A8G)*

Banda 0,55 — 1,5 MHz condens. - serie 400 pF	c. o. d'ingresso	sp. 140	filo 0,2	$\phi$ tubo 22 mm
	c. o. dell'oscillatore	» 92	» 0,2	» 22 »
	reazione oscillatore	» 20	» 0,2	» 22 »
Banda 1,5 — 4 MHz condens. - serie 1070 pF	c. o. d'ingresso	» 36,2	» 0,25	» 22 »
	c. o. dell'oscillatore	» 30,9	» 0,25	» 22 »
	c. o. d'ingresso	» 10,1	» 0,25	» 22 »
Banda 4 — 10 MHz condens. - serie 2900 pF	reazione oscillatore	» 12	» 0,25	» 22 »
	c. o. dell'oscillatore	» 9,7	» 0,25	» 22 »
	reazione oscillatore	» 12	» 0,125	» 22 »
Banda 10 — 25 MHz condens. - serie 7300 pF	c. o. d'ingresso	» 4,4	» 0,8	» 22 »
	c. o. dell'oscillatore	» 4,3	» 0,8	» 22 »
	reazione oscillatore	» 6	» 0,125	» 22 »

#### ABACHI PER LA DETERMINAZIONE DI $f_0$ , L e C DEI c. o.

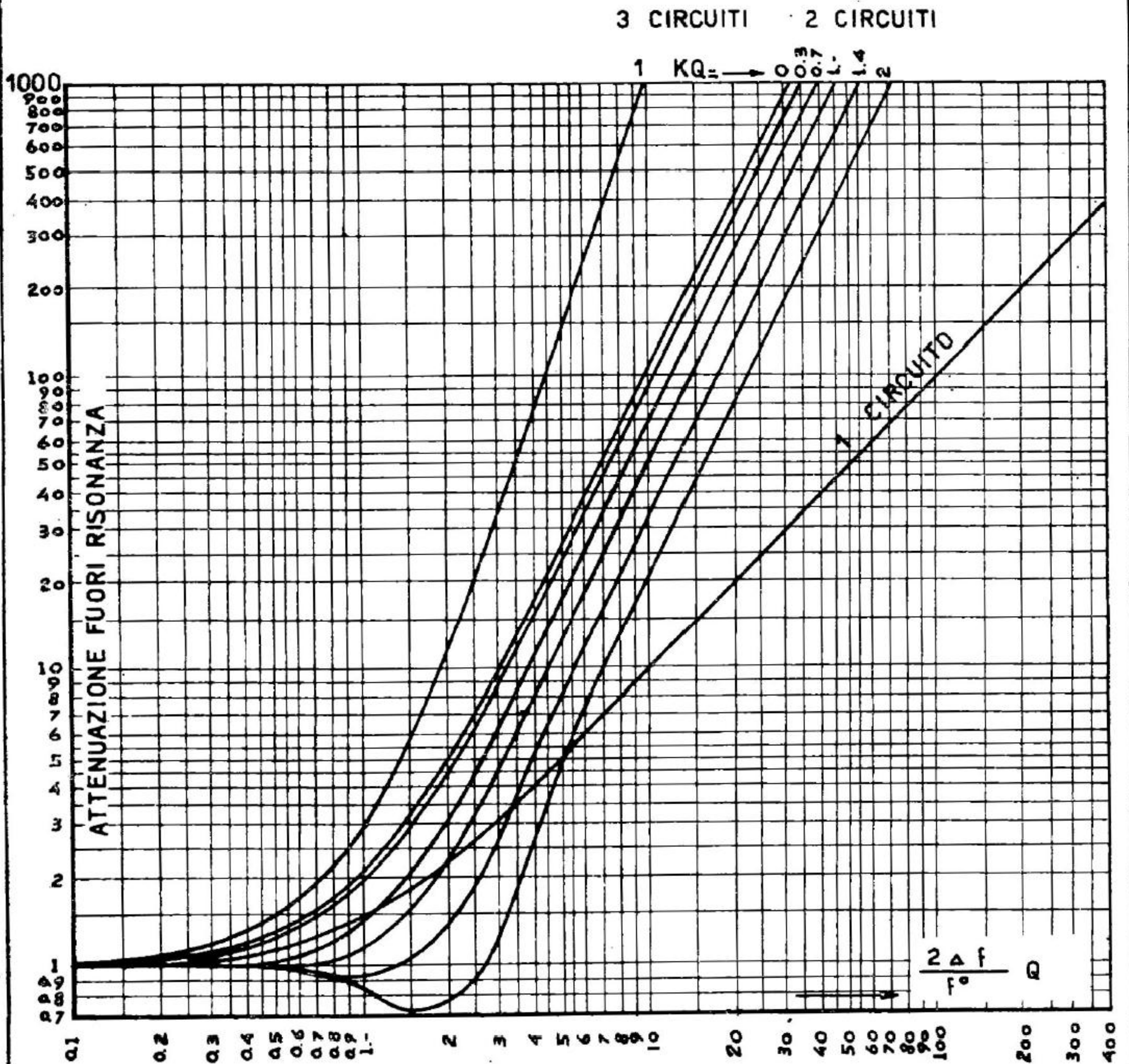
Gli abachi N. 8 e 9 servono entrambi allo stesso scopo, ma il primo per la gamma delle onde medie e lunghe ed il secondo per la gamma delle onde corte.

L'uso è intuitivo, basta congiungere con una retta i punti corrispondenti ai due elementi noti per trovare, sulla colonna relativa all'elemento incognito, nel punto d'intersezione con la retta, il valore cercato dell'elemento incognito stesso.

Mediante questi abachi è facile, nota la variazione di capacità del condensatore variabile e la sua residua ( $C_0$  e  $C_0 + \Delta C$ ), conoscere quale è la banda di frequenze sulle quali il c. o. è in grado di sintonizzarsi ossia quale è la gamma d'onde per la quale può funzionare.

# ABACO N. 1

## ATTENUAZIONE DEI CIRCUITI OSCILLATORI A.F. e M.F.



$$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$$

K = COEFFICIENTE D'ACCOPIAMENTO

$$\Delta f = f - f_0$$

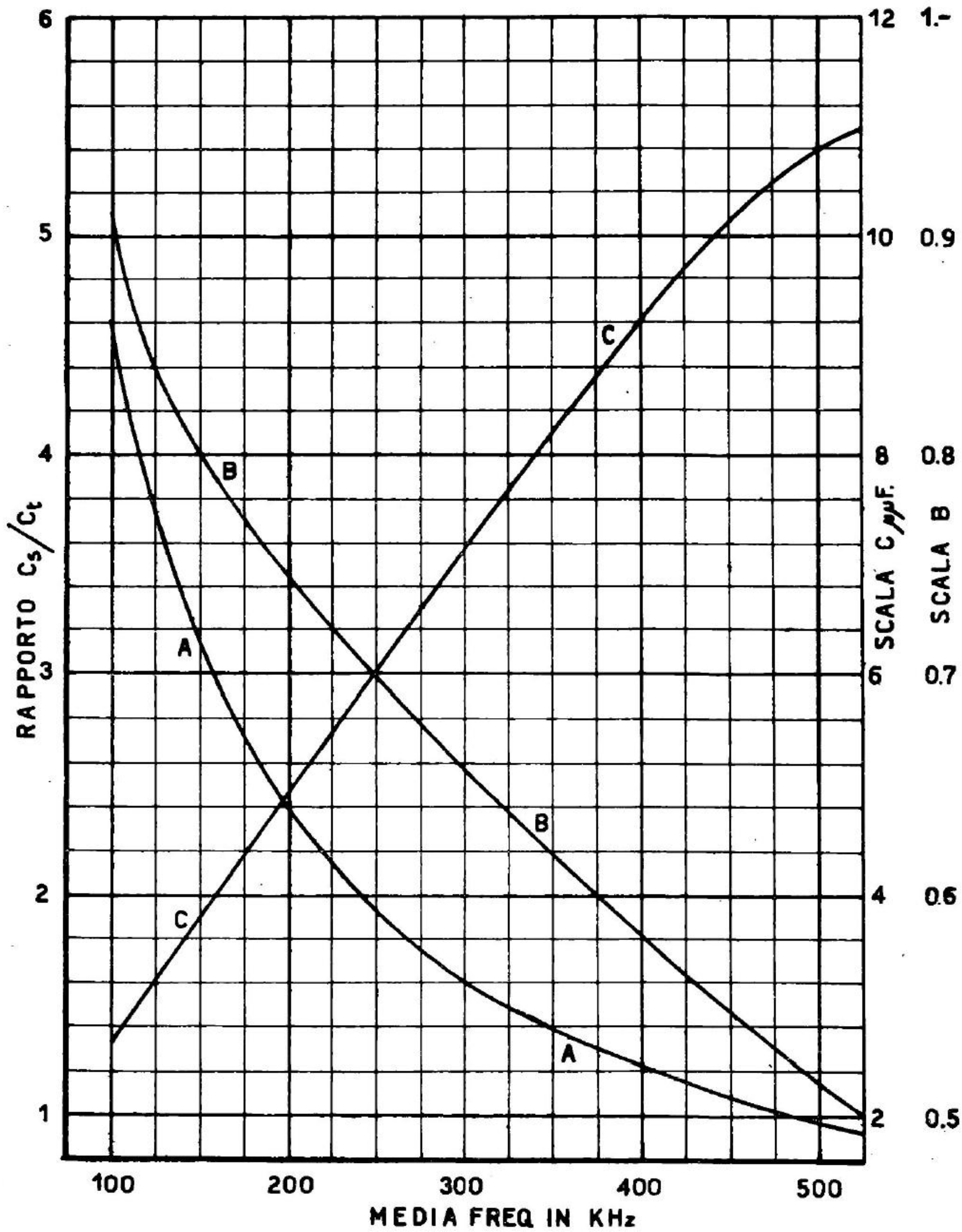
$f_0$  = f DI RISONANZA

f = f FUORI RISONANZA

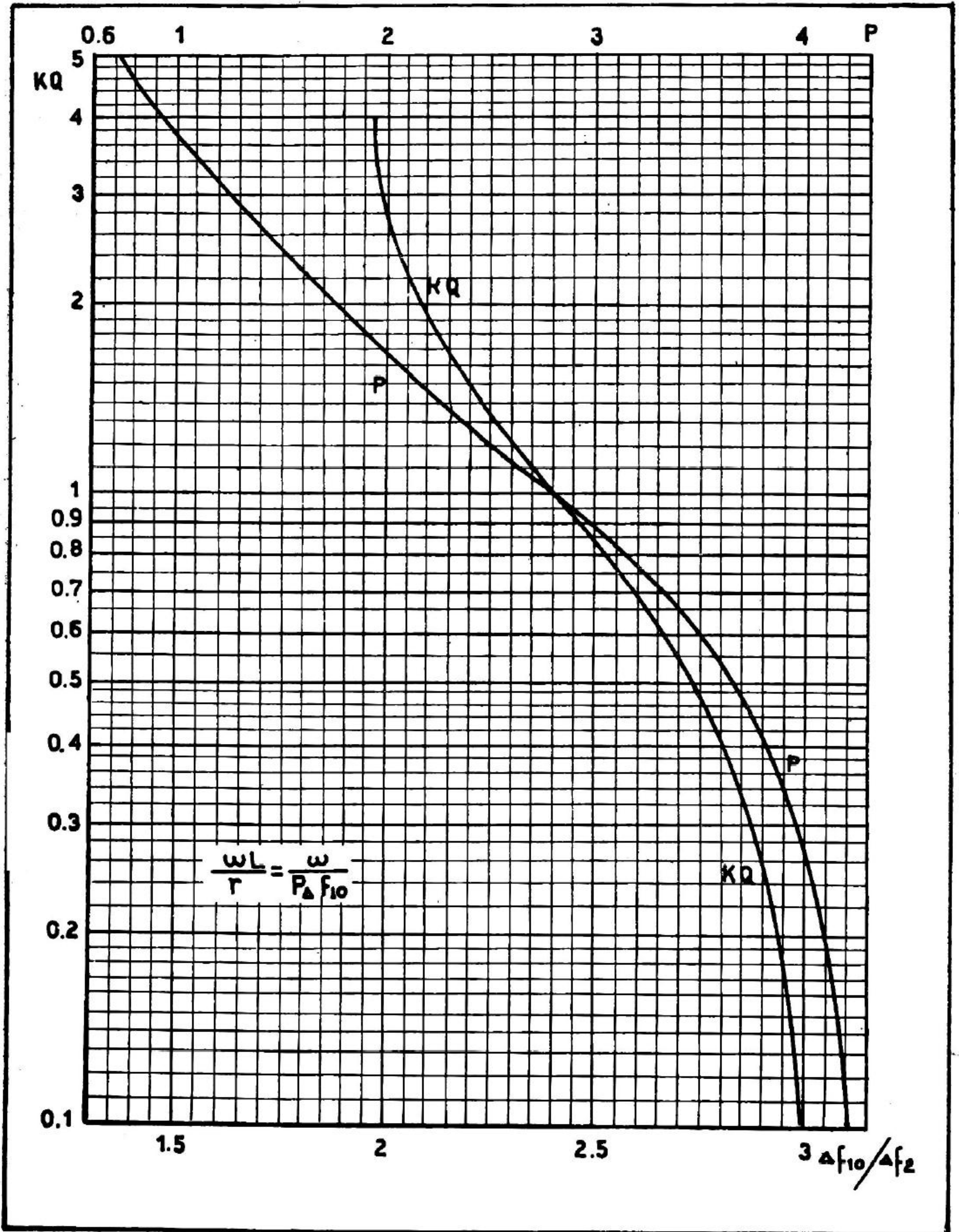
L = INDUTTANZA IN H

PER GRANDI DISSINTONIE  
MOLTIPLICARE PER  $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$   
L'ATTENUAZIONE DEL GRAFICO

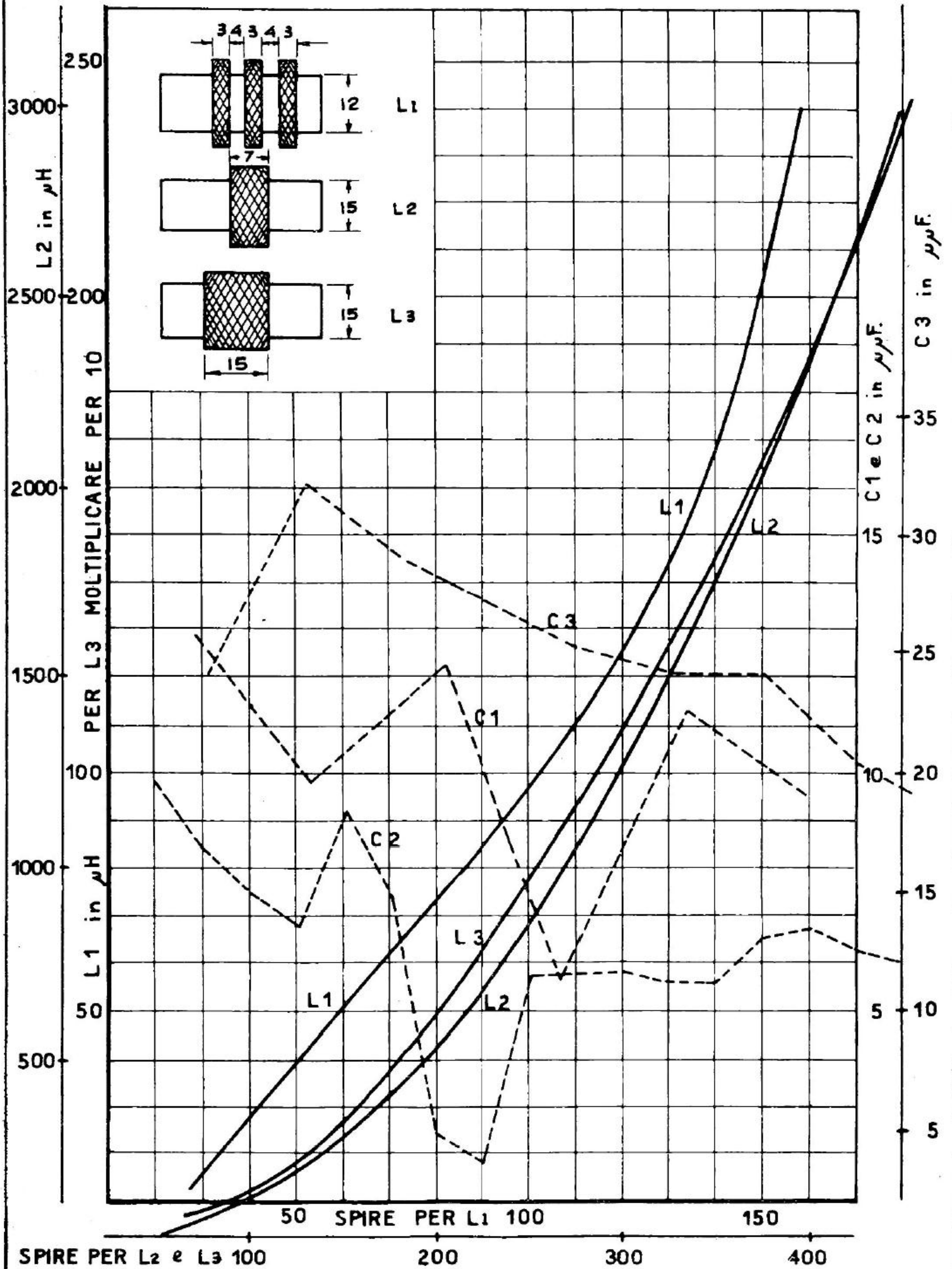
# ABACO N. 2



# ABACO N. 3

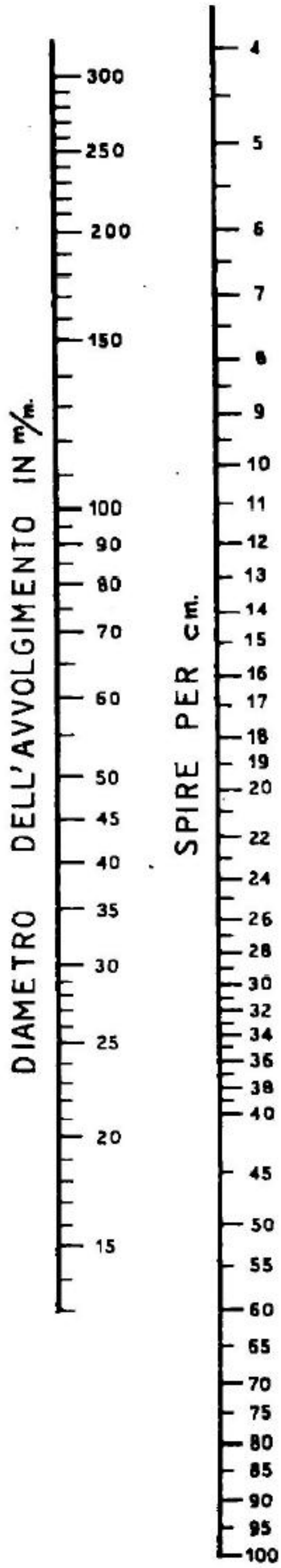


# ABACO N. 5

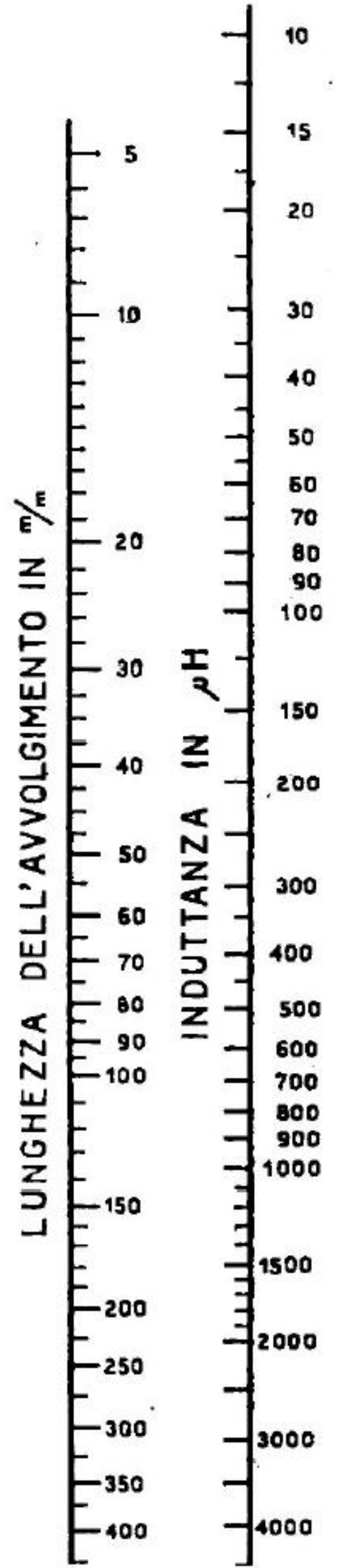
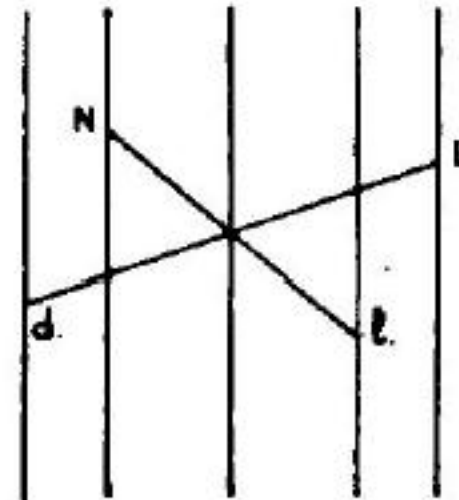


# ABACO N. 6

## ABACO PER IL CALCOLO DELLE BOBINE CILINDRICHE

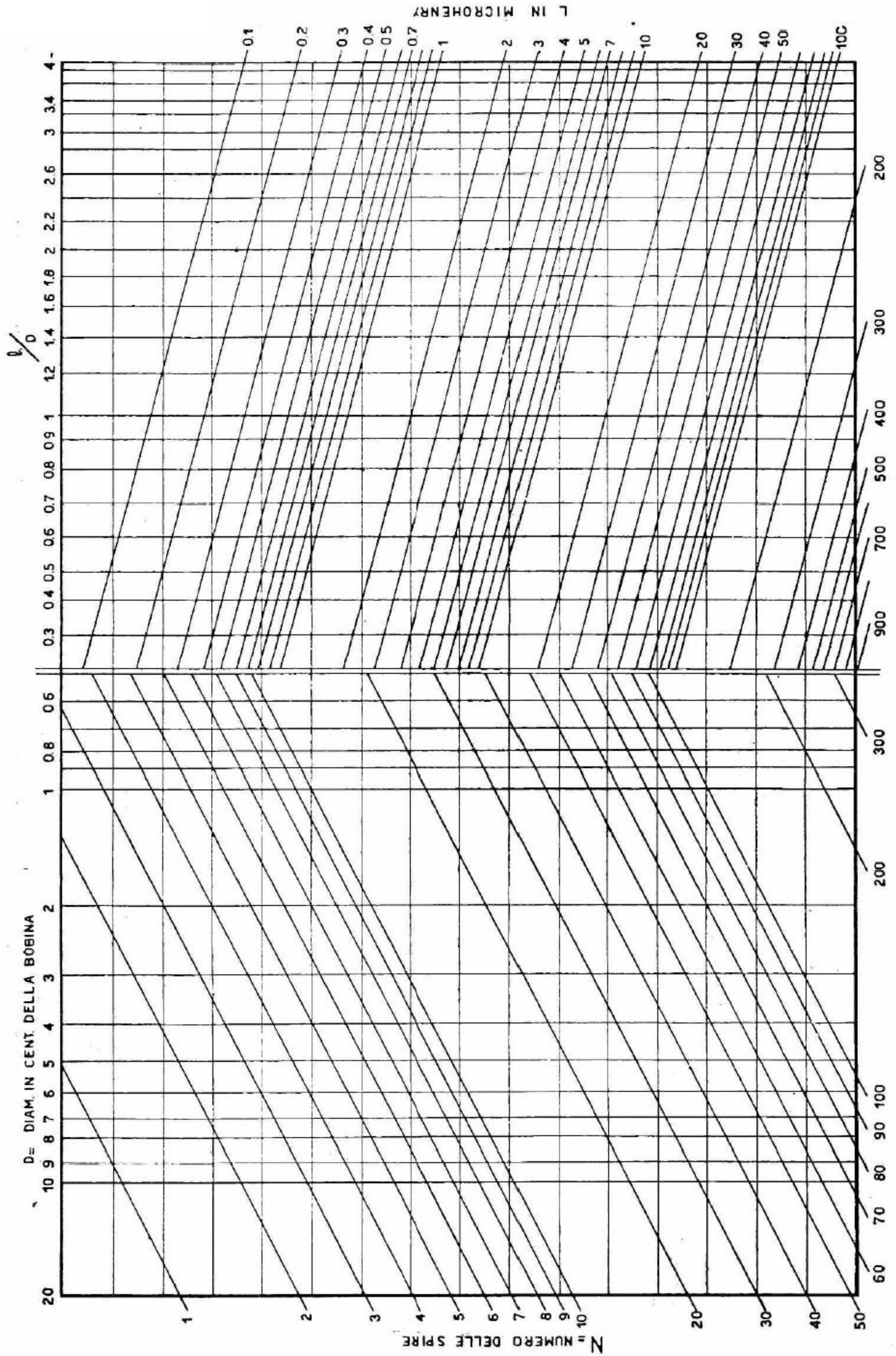


INDICE

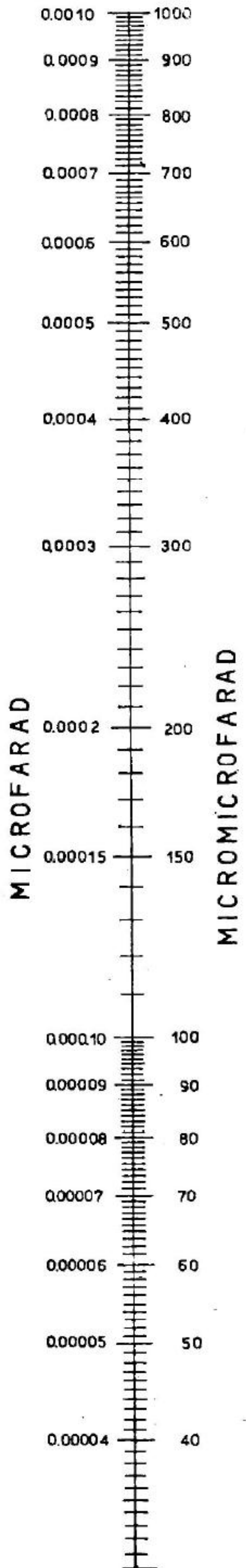
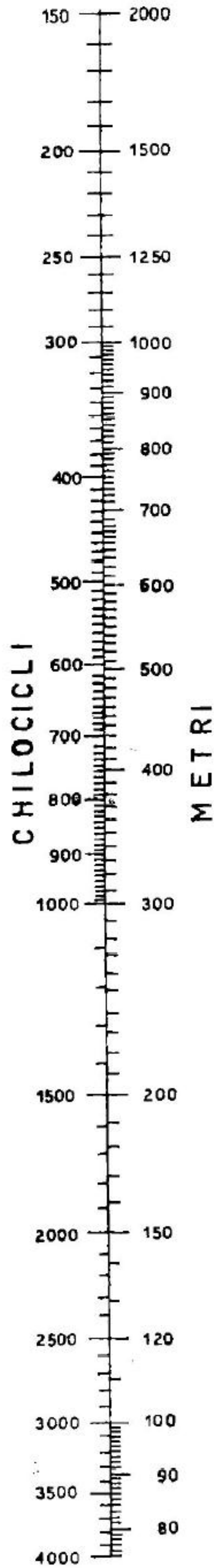
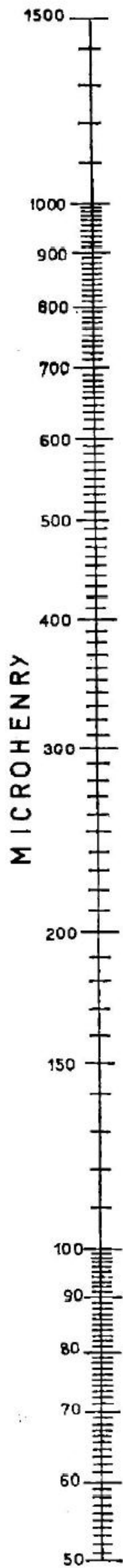


# ABACO N. 7

ABACO PER IL CALCOLO DELLE INDUTTANZE PER O.C.



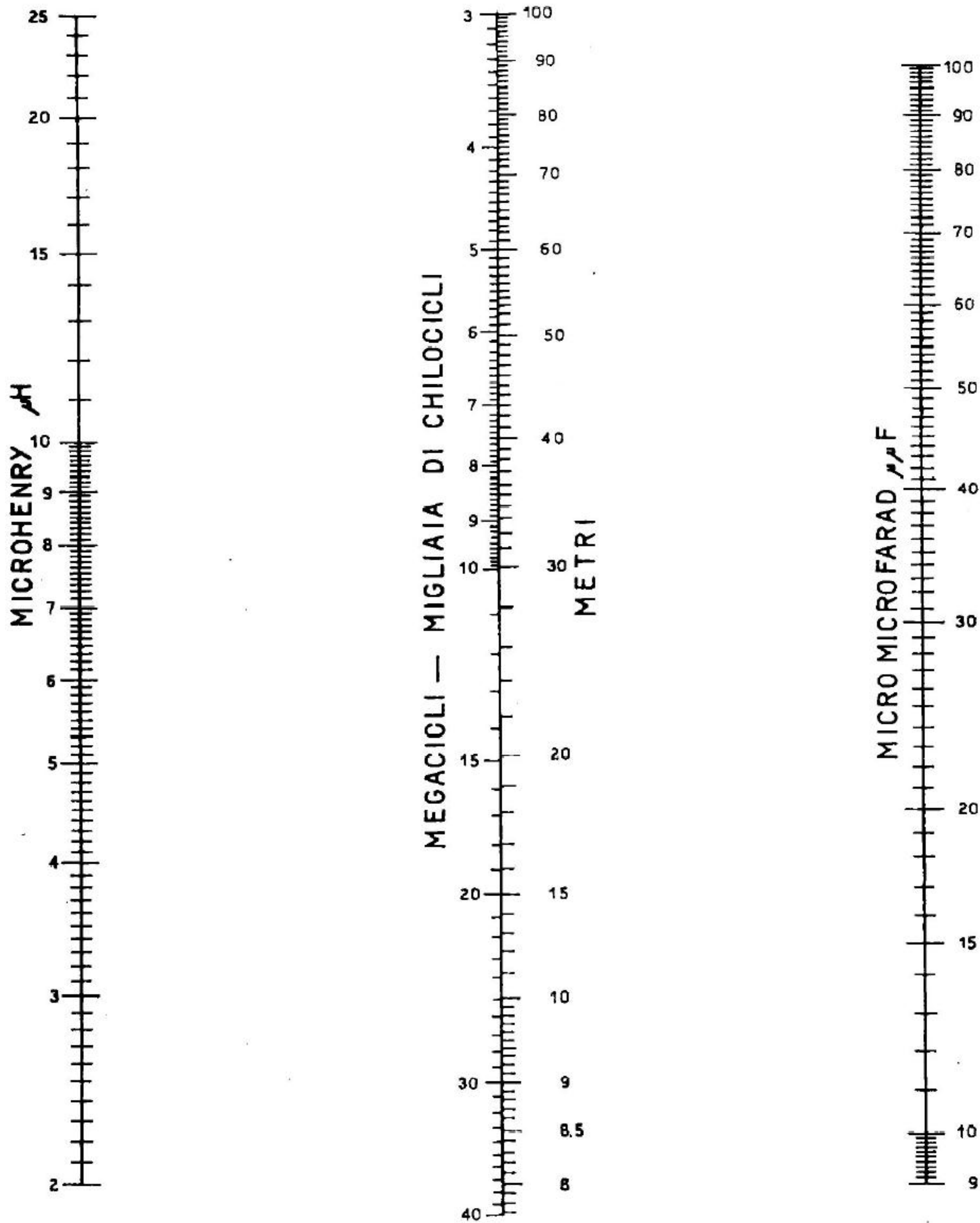
# ABACO N. 8





# ABACO N. 9

## RELAZIONE FRA CAPACITA' INDUTTANZA E FREQUENZA









**Prezzo L. 20.-**