

A stylized graphic of an antenna, consisting of a horizontal base with several vertical elements of varying heights extending upwards, resembling a radio antenna. The graphic is rendered in black outlines on a green background.

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Selezione articoli
1973

Regolatore automatico di fase

G. Bortolotti - S. Gottardi

Istituto di Fisica dell'Atmosfera del C.N.R. Sezione «Meteore» - Bologna

Questa breve nota descrive un regolatore di fase semplice e funzionale, operante nella gamma tra 3 e 22 MHz. Esso lavora ad incrementi discreti di variazione di fase, determinati da un sistema di conteggio digitale, azionato da un indicatore di fase zero.

1. Premessa

Il problema del controllo e della regolazione delle fasi è di difficile soluzione soprattutto alle alte frequenze, poichè i vari elementi circuitali hanno generalmente caratteristiche poco stabili rispetto alla temperatura ed all'umidità dell'ambiente. Tenendo conto delle soluzioni già esistenti (Dasher and Taylor, 1959; Fromy, 1963) e delle nostre esigenze specifiche (mantenere certe relazioni di fase tra i segnali a 10,7 MHz nel sistema interferometrico della stazione meteorica realizzata per lo studio sistematico delle caratteristiche strutturali dell'alta atmosfera), abbiamo realizzato un circuito sfasatore a valori discreti di variazione angolare, circuito che poi abbiamo impiegato per realizzare il regolatore automatico di fase.

2. Descrizione del circuito sfasatore

Il principio di funzionamento di questo circuito (Fig. 1) si basa sulla proprietà additiva delle variazioni di fase, per cui la variazione di fase $\Delta\phi$ di un segnale percorrente una linea di lunghezza L , costituita da due tratti (uno fisso L_0 e l'altro variabile ΔL_n), è:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (L_0 + \Delta L_n)$$

dove λ è la lunghezza d'onda nel cavo. Modificando opportunamente la lunghezza L della linea con l'inserimento di spezzoni diversi inferiori alla lunghezza di onda λ , si può ottenere una qualsivoglia rotazione di fase.

La commutazione dei vari spezzoni è stata realizzata mediante semplici circuiti a transistori di cui un esempio, semplificato a due soli spezzoni, è illustrato in Fig. 2: attivando attraverso il selettore S i transistori T_1 e T_1' , oppure T_2 e T_2' , è possibile disporre l'inserimento dello spezzone ΔL_1 oppure di ΔL_2 e quindi avere in B

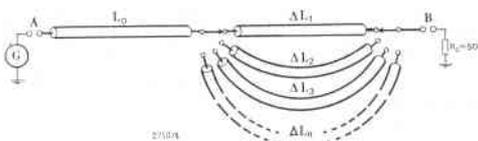
un segnale con variazione di fase $\Delta\phi_1 \sim (L_0 + \Delta L_1)$ oppure $\Delta\phi_2 \sim (L_0 + \Delta L_2)$. La stabilità di questo circuito è determinata soltanto dalle caratteristiche della linea: la presenza dei transistori non comporta infatti alterazioni, poichè essi lavorano solo in conduzione o in interdizione cioè nelle condizioni di massima stabilità.

La presenza dei condensatori è necessaria per evitare che la componente continua di polarizzazione dei transistori sia presente su tutta la linea di ritardo mentre gli induttori impediscono che le componenti di radio frequenza, presenti nello spezzone di linea attivato, vengano parzialmente disperse attraverso i circuiti di alimentazione. L'intervallo di frequenza in cui un circuito di questo tipo può essere impiegato senza particolari accorgimenti è limitato. Infatti, le dimensioni lineari degli spezzoni non possono essere troppo piccole a causa degli inevitabili errori nel dimensionamento degli spezzoni stessi: si ha così un limite superiore di frequenza intorno ai 70 MHz. Il limite inferiore (~ 3 MHz) è dovuto a motivi di ingombro, perchè a frequenze troppo basse il rapporto (volume di cavo/sfasamento unitario) diventa eccessivamente grande. Operando con segnali modulati oppure a banda larga, la precisione è inoltre limitata dal diverso sfasamento delle varie componenti della banda, essendo il fattore di ritardo della linea una funzione della frequenza. Per semplicità, abbiamo trattato l'argomento limitatamente al caso di due soli spezzoni di linea, ma è chiaro che per un'efficiente utilizzazione pratica del regolatore, il numero degli spezzoni deve essere aumentato in funzione della gamma di regolazione e del potere risolutivo desiderato.

3. Descrizione generale del regolatore

In Fig. 3 è rappresentato lo schema del regolatore automatico di fase: esso utilizza come elementi sfasatori (blocchi ϕ .

Fig. 1 - Schema di principio di linea di sfasamento a lunghezza variabile.



e φ_R) circuiti analoghi a quelli di Fig. 2, ma dotati di 16 scatti di regolazione. Il funzionamento di questa apparecchiatura è il seguente: un segnale proveniente da un unico generatore viene inviato a due linee sfasanti, di cui una (φ_R) è utilizzata per fornire segnali di riferimento per il controllo dell'altra linea (φ_o), che fornisce il segnale d'uscita. Quando si verifica una momentanea discordanza di fase tra il segnale d'uscita ed il segnale di riferimento, il controllo di fase viene effettuato agendo sugli scatti della linea φ_o , azionati in successione dalle uscite del blocco S_o comandato a sua volta dal blocco I_z , che è pertanto l'elemento di comparazione tra la fase di riferimento e quella del segnale d'uscita. È opportuno precisare che è possibile ottenere il segnale di riferimento da una linea apparentemente simile a quella controllata, poichè in effetti la linea di riferimento φ_R è molto più stabile e precisa di φ_o , essendo totalmente costruita con elementi passivi ed essendo inoltre chiusa su un carico puramente resistivo e di valore costante (la resistenza d'ingresso del blocco I_z). La linea φ_o comprende invece elementi che possono generare instabilità come gli amplificatori A_o e A_o' ed inoltre, fornendo il segnale d'uscita della apparecchiatura, è caricata sull'utilizzatore esterno Z_C , che di solito non è prettamente resistivo e di valore costante.

4. Descrizione dei singoli blocchi

4.1. Linea di sfasamento

Come abbiamo già detto, gli elementi sfasatori delle linee φ_o e φ_R sono costituiti da circuiti simili a quelli di Fig. 2, ma a 16 scatti di regolazione. Nella linea φ_o sono stati inseriti gli amplificatori A_o ed A_o' come elementi di isolamento d'ingresso e d'uscita: il primo per evitare riflessioni ed effetti di trascinamento sul generatore e sulla linea di riferimento, il secondo come elemento di potenza d'uscita del regolatore stesso.

4.2. Blocco S_o

Questo blocco è la versione automatica del selettore meccanico S di Fig. 2. Esso fornisce i segnali per l'attivazione ciclica degli scatti dello sfasatore φ_o (Fig.

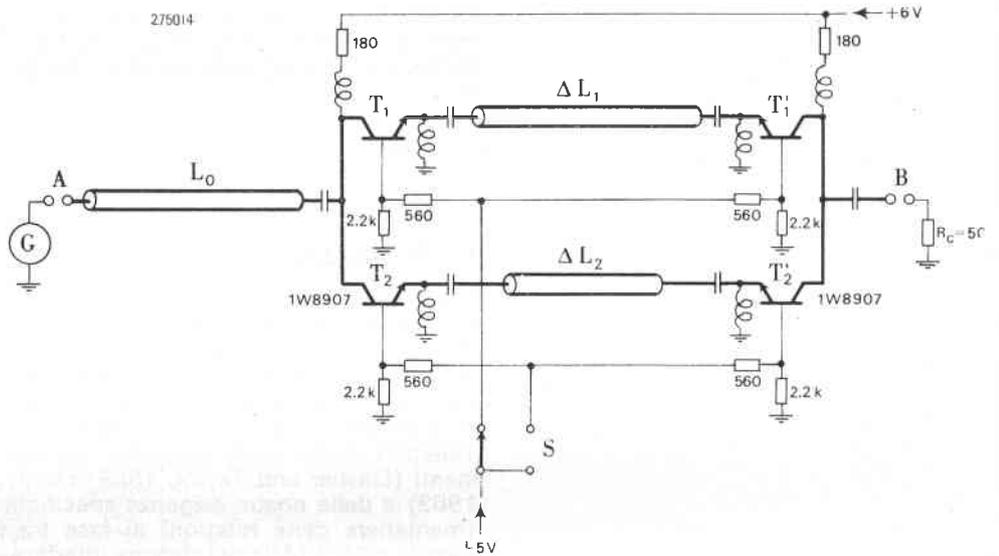
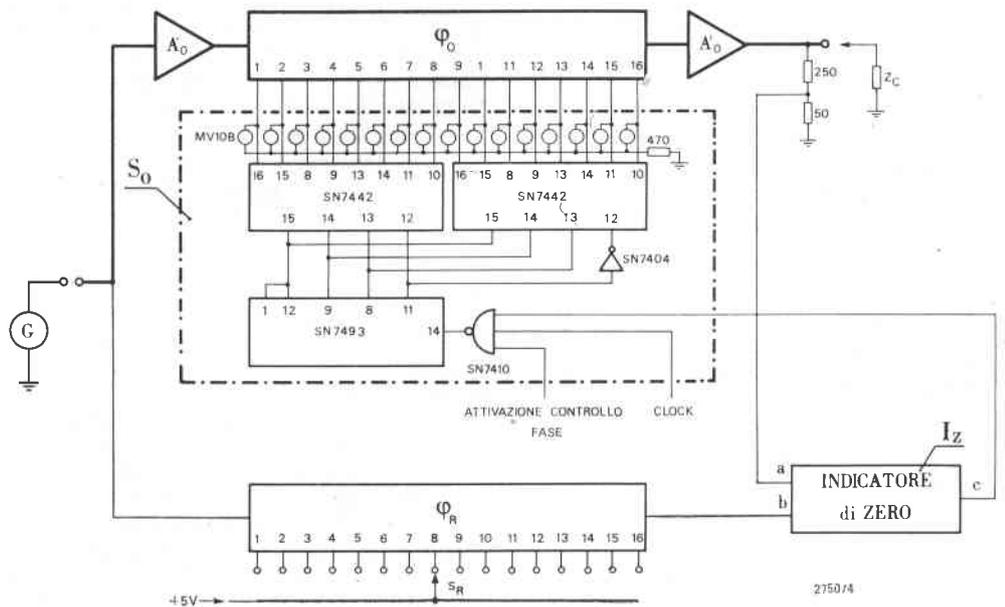


Fig. 2 - Schema pratico di linea di sfasamento a lunghezza variabile (con riferimento a due soli spezzoni di linea).

Fig. 3 - Schema generale del regolatore di fase.



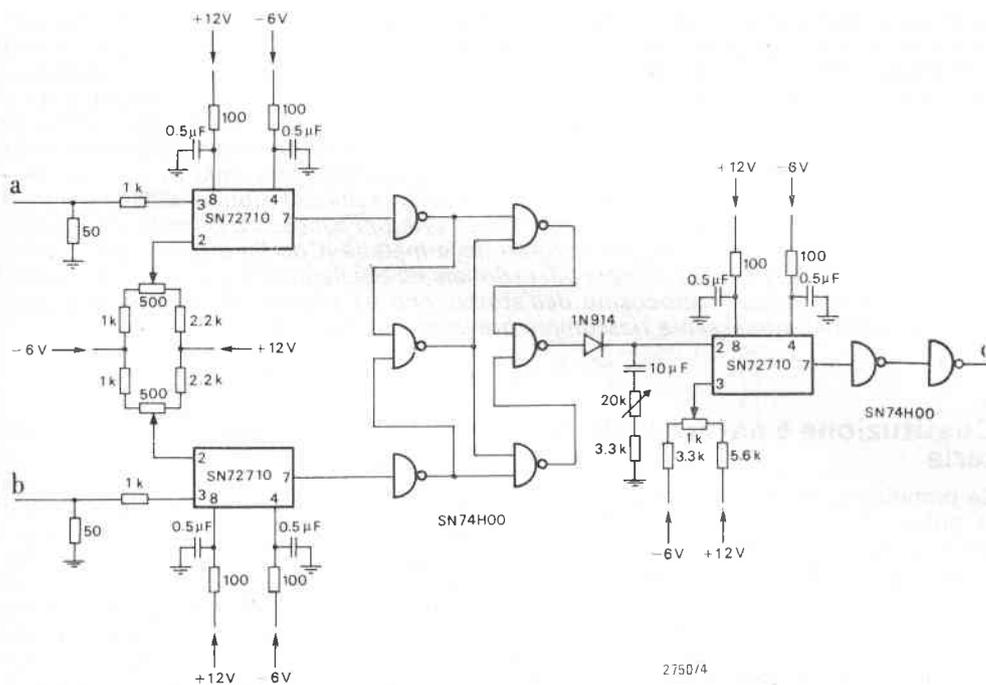
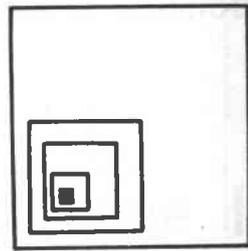


Fig. 4 - Schema elettrico dell'indicatore di zero (I_z).

3) mediante un generatore digitale a 16 bit, costituito dal contatore SN7493 e dai rispettivi decodificatori SN7442. Gli indicatori luminosi (diodi MV10B) posti all'uscita di S_o sono utili per indicare l'escursione massima di intervento del regolatore in funzione di diversi carichi esterni (Z_C).

4.3. Indicatore di zero

Il blocco I_z (Fig. 4) è l'elemento di confronto tra il segnale d'uscita del regolatore di fase (grandezza controllata) ed il segnale di riferimento. A grandezze analogiche d'ingresso questo circuito fa corrispondere alla sua uscita c un segnale digitale binario. Una discordanza di fase tra gli ingressi a e b corrisponde allo stato 1 che determina l'avvio del blocco S_o , mentre la raggiunta regolazione di fase, con conseguente interruzione del conteggio in S_o , corrisponde allo stato logico 0.

Il funzionamento di questo circuito si può sintetizzare così: ai due elementi squadratori di ingresso, che trasformano le grandezze analogiche in digitali, fa capo un circuito logico di anticoincidenze. Quando i segnali presenti in a e b sono in

discordanza di fase esso trasferisce alla sua uscita un segnale ad onda quadra, mentre nella situazione di concordanza di fase l'uscita permane nello stato logico 0. A questa cella di anticoincidenze fa seguito un gruppo integratore CR che media gli impulsi ad essa inviati. Quando il livello in continua ottenuto dall'integrazione supera la soglia di scatto prefissata del comparatore, determina lo scatto del comparatore stesso e quindi delle « gates » d'uscita (SN74H00).

La stabilità del regolatore richiede infine che l'isteresi dell'indicatore di zero non sia inferiore ad uno scatto di regolazione (dato dallo scatto teorico più l'errore), perchè altrimenti potrebbe non verificarsi mai la condizione di raggiunta regolazione ed il regolatore potrebbe continuare indefinitamente nella ricerca dell'equilibrio.

5. Caratteristiche di funzionamento

Questo regolatore automatico di fase si è dimostrato particolarmente adatto per controllare più uscite (sette), riferite tutte ad una unica linea ϕ_R . Ogni linea d'uscita ($\phi_o, \phi_1, \dots, \phi_7$) ha però un proprio generatore d'ingresso, avente una

opportuna relazione di fase con i rimanenti generatori.

Alla frequenza di lavoro di 10,7 MHz e operando in un intervallo di fase di 32° , la precisione della regolazione è risultata di $\pm 2^\circ$ con valori della tensione d'uscita compresi tra 100 mV e 2 V.

Abstract

This short paper describes a simple phase regulator, operating in the frequency range 3-22 Mc/sec. The device works with discrete increases in phase variation, triggered by a digital count system, run in turn by a zero phase indicator.

Bibliografia

1. B. J. Dascher and J. Taylor: « Phase Measurements » in *Radio Engineering Handbook*, edited by K. Henney, McGraw-Hill Book Co., New York, 1959.
2. E. Fromy: *Mesures en Radiotechnique*, Dunod, Paris, 788 pp., 1963.

Unità oscilloscopio a doppia traccia

Parte II - Amplificatore a transistori ad effetto di campo

di W. T. Cocking - a cura di G. Frateschi

L'esigenza fondamentale per un'unità che renda possibile vedere due segnali simultaneamente su di un oscilloscopio venne descritta nella prima parte, dove si mostrò che occorrono amplificatori identici con un attenuatore in ingresso e un commutatore elettronico. Si richiede massimo guadagno totale di un'unità, ma, col ridurre l'effettiva capacità del cavo d'ingresso, deve essere usato un attenuatore d'ingresso, perciò bisogna introdurre un'ulteriore amplificazione per compensare l'attenuazione. È importante che la resistenza d'ingresso dell'amplificatore sia ben definita, il che significa che essa deve sostanzialmente essere costituita da un resistore, perciò con la normale connessione in parallelo, l'amplificatore adatto deve avere una resistenza d'ingresso che in confronto è molto grande.

La connessione di un transistor ad effetto di campo è una cosa ovvia per lo stadio d'entrata di qualsiasi amplificatore che debba avere una forte resistenza d'ingresso. Il suo inconveniente principale è la sua enorme tolleranza. Esso è pure più costoso di un normale transistor bipolare.

La fig. 1 rappresenta le caratteristiche del f.e.t. BFW 10. A tensione di porta (« gate ») zero, la corrente dell'elettrodo assorbitore può essere da circa 7,8 mA a circa 20 mA, mentre la tensione di interdizione della porta può variare da -2,1 V a -8 V. In un amplificatore in cui è impraticabile l'uso di accoppiamenti interstadio capacitivi, è indispensabile che il livello di c.c. dell'elettrodo di uscita sia sostanzialmente costante ed è qui dove sorgono le difficoltà nell'uso dei f.e.t.

Se il f.e.t. viene impiegato come inseguitore di sorgente è necessario che l'elettrodo sorgente sia sempre ad una tensione fissa relativamente alla massa. Si può usare una resistenza di sorgente variabile, che viene regolata convenientemente secondo il particolare f.e.t. impiegato. Per esempio, si potrebbe decidere di operare a 1,5 mA convenienti a un f.e.t. a bassa tolleranza, che richiederebbe una tensione di polarizzazione della porta di 1,5 V.

Se, come è in uso, la porta è col ritorno a massa, la sorgente deve avere 1,5 V sopra massa e a 1,5 mA, è necessario un resistore di sorgente da 1 kΩ. Con un

f.e.t. ad alta tolleranza il catodo deve essere ancora 1,5 V sopra massa, ma la corrente sarà di 13,9 mA e la resistenza di sorgente deve essere solo 108 Ω. Ciò è alla lunga troppo basso per un buon funzionamento dell'inseguitore di sorgente e il guadagno invece di approssimarsi all'unità, sarà solamente intorno a 0,23.

Una migliore alternativa è quella di usare un valore fisso della resistenza di sorgente. Tensione costante richiede allora corrente costante, la quale deve essere scelta ad un valore conveniente per il f.e.t. a bassa tolleranza, diciamo, a 1,5 mA. Il controllo deve allora essere esercitato da una tensione negativa variabile di polarizzazione della porta, che è confacente al f.e.t. Si può vedere dalla fig. 1 che per un f.e.t. ad alta tolleranza occorrono almeno 6 V di polarizzazione della « gate » per dare 1,5 mA. Questo vuol dire -4,5 V di tensione di polarizzazione, supplementari agli 1,5 V di polarizzazione della sorgente. Il ritorno della porta ora non può essere collegato a massa, ma ad una sorgente di alimentazione superiore ai 4,5 V negativi verso massa, che deve essere stabilizzata. Questo non è conveniente. Il guadagno non è ancora costante, ma è più costante che con un resistore di catodo variabile. Ciò avviene perchè a corrente costante, un f.e.t. ad alta tolleranza ha una conduttanza mutua molto più bassa di uno a bassa tolleranza, come si può vedere dal degradare delle curve nella fig. 1.

Secondo lo scrivente vi è un solo modo fattibile di adattamento soddisfacente con la tolleranza del f.e.t. quando vi sia un punto d'uscita a tensione costante verso massa. Esso consiste nell'usarlo con un transistor *p-n-p* (se esso è un f.e.t. a canale « n ») nel circuito esposto nella fig. 2. Il resistore è reso variabile e viene regolato per portare il collettore del *Tr2* alla tensione fissa V_C intesa rispetto a massa.

Idealmente, l'amplificazione di tensione è $1 + R_C/R_S$. In pratica, essa è alquanto meno. Può essere intorno al 95% di questo numero per f.e.t. normali a bassa tolleranza. Ma essa cade più lontano con quelli ad alta tolleranza, perchè allora R_D diventa troppo piccola. Il circuito è ammirabile per un f.e.t. con una gamma di tolleranza di circa una metà di quella del BFW10. Tali f.e.t. sono validi, ma

naturalmente tendono a costare di più. Il circuito ha una bassa impedenza d'uscita e così non è molto influenzato da un carico R_L finchè questo non fa prelevare corrente continua. Esso ha un buon responso di alta frequenza e lavora bene fino almeno a 10 MHz.

Assumendo, come normale, che la corrente di base del *Tr2* sia trascurabile in confronto con la corrente di collettore

$$V_C = V_S + I_C R_C$$

$$V_S = (I_C + I_D) R_S$$

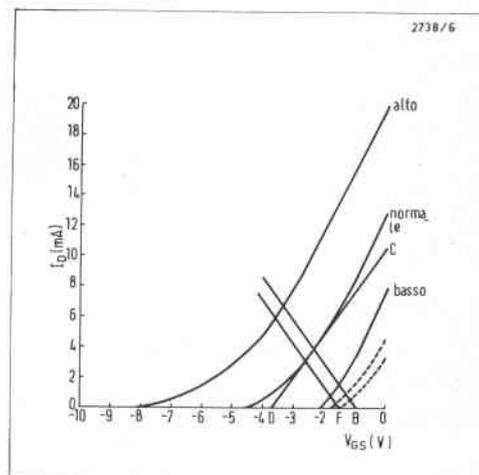
$$V_{BE} = I_D R_D$$

da cui

$$V_S = V_C \frac{R_S}{R_C + R_S} + I_D \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$$

Il f.e.t. si comporta così come se la sorgente fosse polarizzata da una resistenza avente il valore di R_C e R_S in parallelo, tornata ad una tensione positiva verso massa di $V_C R_S / (R_C + R_S)$. Se, per esempio, $R_S = 470 \Omega$ e $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$ il valore del parallelo è di 358Ω . Se $V_E = 4 \text{ V}$ l'effettiva tensione è di 0,95 V. Tirando una linea di polarizzazione da questa tensione a rappresentare 358 Ω

Fig. 1 - Curve del transistor BFW10 che ne rappresentano le forti tolleranze. La linea di polarizzazione *AB* è per il circuito della fig. 2 con $V_C = 4 \text{ V}$, $R_S = 470 \Omega$ e $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$. La linea *EF* è per gli stessi valori, ma con $V_C = 6,3 \text{ V}$. *CD* è disegnata tangenzialmente alla curva del f.e.t.; alla sua intersezione con *AB* e la sua pendenza dà la conduttanza mutua. Le curve tratteggiate riguardano due campioni del TIS58, che vennero utilizzati negli esperimenti.



venne allora collegato ai capi di R_L e R_2 regolata per zero volt, prima sulla portata di 10 V, dopo su quella di 2,5 V e finalmente sulla portata di 50 mA.

Fu trovato desiderabile usare un trasferritore di emettitore (« emitter follower ») dopo lo stadio, particolarmente per ridurre il carico capacitivo su R_L , ma principalmente per ridurre la corrente di base in R_L . La risposta in alta frequenza può essere estesa coll'aggiunta di una piccola capacità (25 pF nell'esempio dato) ai capi di R_S .

Con gli stadi che seguono una risposta piatta fino a quasi 5 MHz, e intorno a 3 dB a 10 MHz, fu subito ottenibile. Il solo difetto del circuito consiste nella difficoltà di mantenere un adeguato bilanciamento delle tensioni ai due capi di R_L . Una corrente sbilanciata di 10 μ A in R_L è circa più di quanto possa essere tollerato e ciò corrisponde a soli 20 mV ai capi di R_L . Bisogna aspettarsi che questo avvenga con una variazione di temperatura attorno ai 2 °C solamente.

Per mantenere un buon bilanciamento ambedue i terminali di R_L devono essere connessi ai punti, che variano in tensione della stessa quantità. La sola via che sembra realizzare ragionevolmente bene questo è di sostituire R_1 e R_2 con un altro amplificatore e ciò richiede che i due f.e.t. siano accoppiati abbastanza strettamente. Ciò non venne fatto perchè fu considerato non desiderabile usare f.e.t. accoppiati.

Il circuito venne così abbandonato piuttosto con dispiacere. È sottinteso che questo era solo a motivo del controllo di guadagno. Se questo non fosse avvenuto e il f.e.t. potesse essere garantito, allora la V_C potrebbe essere solo 2,7 V e lo stadio potrebbe pilotare direttamente il transistor commutato. Il coefficiente di temperatura non sarebbe importante, perchè influirebbe solamente sulla posizione della traccia sullo schermo e un controllo di spostamento occorre in ogni caso e potrebbe correggerlo. Il controllo di spostamento sarebbe, di fatto, R_D o una porzione di essa.

Prima di concludere è desiderabile, far rilevare che invece di un f.e.t. può essere usato un transistor bipolare. Ciò è descritto nella fig. 4. Per semplicità, noi tratteremo ciò come un'estensione dell'analisi del f.e.t. e così chiameremo la corrente di collettore del $Tr1$ I_D , invece

del simbolo più usuale I_{C1} . Le equazioni precedenti sono valide ma inoltre

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_S$$

Non vi è ora alcuna ragione perchè la corrente del $Tr1$ non sia molto minore di quella del $Tr2$; R_D può essere grande e « y » può essere grande. Trascurando la resistenza interna delle giunzioni di emettitore del $Tr1$, la resistenza di ingresso è

$$R_{in} = h_{fe1} R_S (1 + y) \frac{R_L + R_C / (1 + y)}{R_C + R_L + R_S}$$

ed essa può essere facilmente di parecchi megaohm. Da notare, tuttavia, che R_{in} è ridotta da un valore finito di R_L . Ciò è fisicamente ovvio, perchè quando R_L è presente, parte della corrente di collettore del $Tr2$ fluisce attraverso di esso invece di passare tutta attraverso R_S . La reazione, dalla quale l'alta resistenza di entrata ha origine, viene così ridotta. L'equazione del controllo di guadagno è ora molto più vicina a quella ideale di $1 + R_C/R_S$ poichè g_m per un transistor è usualmente di 30 mA/V o più e « y » può essere portato facilmente a 50 o più. Esso sarà raramente minore dell'ideale di più che il 5%. La resistenza di uscita è pure molto più piccola ed è quasi

$$R_o = \frac{R_C}{1 + y}$$

Con questo circuito è possibile ottenere, con un carico di 2 k Ω , una resistenza d'ingresso di almeno 2 M Ω , una resistenza di uscita intorno ai 15 Ω e un guadagno di circa 4 volte ed è utile sopra i 10 MHz. Se R_D è abbastanza grande, come essa può essere, (es. dato 1 k Ω) le variazioni di V_{BE2} hanno poco effetto. Tuttavia, le variazioni di V_{BE1} sono soggette al guadagno intero. Così, variazioni di 2 mV/°C diventano variazioni di 8 mV/°C all'uscita.

È comprensibile che le variazioni di guadagno di un f.e.t. dipendano dal particolare f.e.t. usato. Il progetto deve essere eseguito in modo che il guadagno minimo sia più grande del guadagno richiesto e si includa un controllo di guadagno prefissato. È naturalmente possibile ridurre le variazioni coll'uso di un valore fisso di R_D e regolando V_C per la tensione negativa di polarizzazione sulla porta. Come rapidamente menzionato, questa non è la cura completa e la ne-

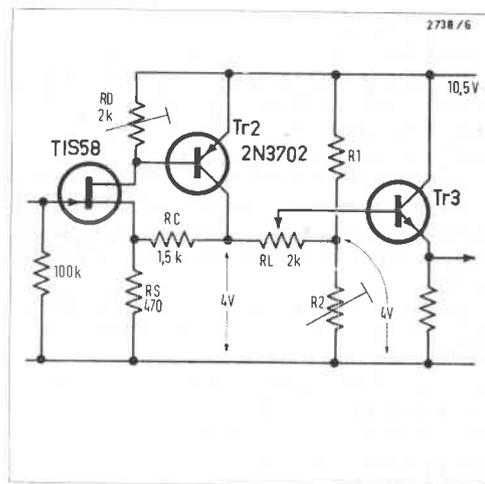
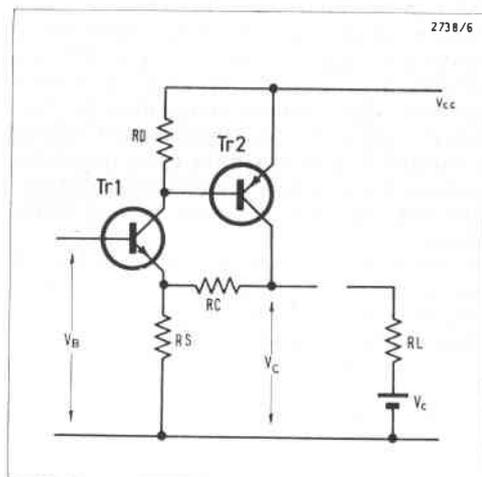
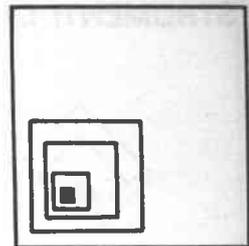


Fig. 3 - Il circuito di fig. 2 modificato per includere un controllo di guadagno; R_D è regolata per portare il collettore del $Tr2$ ad un potenziale prefissato e R_2 è regolata per zero Volt attraverso R_L .

Fig. 4 - Il circuito della fig. 2, ma con un transistor n-p-n al posto del f.e.t.





cessità di una linea di potenziale negativo stabilizzato è indesiderabile. È merito della disposizione di fig. 2 che le prestazioni e la V_C siano sostanzialmente indipendenti da V_{CC} , così che un potenziale stabilizzato non è necessario. Non abbiamo discusso a lungo la possibilità di ottenere un guadagno più elevato. Per $A = 10$, $R_C/R_S = 9$ idealmente, e in pratica probabilmente circa 12. La linea di polarizzazione effettiva di 358Ω è circa l'ottimo per minimizzare le variazioni di g_m , così mantenendo questo numero noi troviamo $R_S = 390 \Omega$ e $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$ approssimativamente. Per una linea di polarizzazione partente da $0,9 \text{ V}$, come d'altro canto, V_C deve essere $11,7 \text{ V}$.

Poichè V_{CE} deve essere al minimo 2 V , V_{CC} deve essere almeno 14 V . Tutto questo è perfettamente possibile.

È probabile, tuttavia, che la risposta in frequenza sia adeguata, e R_L non può certamente aumentare proporzionalmente a R_C senza influenzare seriamente il responso. In vista della difficoltà di mantenere un adeguato bilanciamento delle tensioni ai capi di R_L , fu deciso con dispiacere di abbandonare il circuito, e non fu fatto niente nel tentativo di ottenere un guadagno più alto. Sarebbe da rilevare che occorrono altri transistori per accoppiare lo stadio all'uscita. La base dello stadio di uscita deve essere a $2,7 \text{ V}$; l'uscita dell'amplificatore sarebbe $6,3 \text{ V}$. L'uscita dell'amplificatore è nella stessa fase dell'ingresso, ma lo stadio di uscita dà l'inversione di fase. È desiderabile che non vi fosse una totale inversione di fase, così lo stadio intermedio potrebbe essere un invertitore di fase, o si potrebbe usare un comune invertitore di fase dopo l'uscita comune dei due canali.

La fig. 5 rappresenta un circuito molto utile per collegare due livelli difficili di tensione. Dal punto di vista del segnale esso forma un « cascode » e dà l'inversione di fase. Per il $Tr1$

$$V_{B1} - V_{BE1} = I_{C1} R_{E1}$$

e per il $Tr2$

$$V_{B2} - V_{BE2} = (I_{C1} + I_{C2}) R_{C1}$$

$$V_o = I_{C1} R_{C2}$$

ed il guadagno è quasi R_{C2}/R_{E1} .

Pure

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1} (R_{C1} + R_{E1}) - I_{C2} R_{C1}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1} - I_{C2} (R_{C1} + R_{C2})$$

La solita difficoltà pratica è di fare V_{CE1} e V_{CE2} abbastanza grandi. Suppo-

niamo che siano: $V_{B1} = 6,3 \text{ V}$, $V_o = 2,7 \text{ V}$ e $V_{BE1} = V_{BE2} = 0,65 \text{ V}$ con $V_{CC} = 10,5 \text{ V}$ minimi. Allora $I_{C1} R_{E1} = 5,65 \text{ V}$. Riteniamo $R_{E1} = 1,5 \text{ k}$, allora $I_{C1} = 3,76 \text{ mA}$. Se $R_{C2} = 1,5 \text{ k}$, $I_{C2} = 2,7/1,5 = 1,8 \text{ mA}$.

Ora per il $Tr1$ lasciamo $V_{CE1} = 3 \text{ V}$. Il collettore è allora $8,65 \text{ V}$ su massa e noi possiamo scendere a soli $10,5 - 8,65 = 1,85 \text{ V}$ in R_{C1} con una corrente di $3,76 + 1,8 = 5,56 \text{ mA}$, così $R_{C1} = 332 \Omega$. Noi abbiamo allora $V_{CE2} = 10,5 - 1,85 - 2,7 = 5,95 \text{ V}$. La sola cosa molesta con questo è che 330Ω è alquanto bassa per R_{C1} . La perdita di segnale può essere corretta aumentando R_{C2} e la correzione della frequenza può essere ottenuta shuntando R_{E1} con una piccola capacità ($\approx 25 \text{ pF}$). Un controllo di spostamento, che non debba influire sul guadagno può essere ottenuto facendo V_{B2} variabile. Essa deve, naturalmente, essere di $0,65 \text{ V}$ nominali più la caduta attraverso R_{C1} o $2,5 \text{ V}$ negativi verso il $+V_{CC}$ ed il potenziale deve essere stabilizzato con un riferimento al $+V_{CC}$. Ciò viene effettuato facilmente con un diodo zener.

Così, con uno stadio d'entrata con f.e.t. a noi occorre al minimo un f.e.t. e tre transistori bipolari precedenti lo stadio di uscita. Il dispositivo è stato provato interamente e con piccole capacità collegate a R_S (fig. 3) e R_{E1} (fig. 5) si è presto ottenuta una risposta totale in frequenza con attenuazione di soli 3 dB a 10 MHz . Il solo guaio sta nell'impossibilità di mantenere la corrente, nel resistore del controllo di guadagno, abbastanza piccola. Si comprese che se il circuito venisse usato sarebbe necessario provvedere ad una regolazione del bilanciamento con un controllo sul pannello. In vista di ciò fu deciso di investigare su altri metodi. Possiamo domandarci a questo punto, perchè il controllo di guadagno non venne accoppiato capacitivamente per eliminare da esso la c.c. Ciò venne effettivamente provato ed abbandonato. In primo luogo, perchè, dati i valori della bassa resistenza occorrenti per mantenere il responso di alta frequenza, sono richiesti al minimo $500 \mu\text{F}$. Devono perciò essere usati quelli di tipo elettrolitico, che hanno una corrente di dispersione. Questa può essere inizialmente piccola se la loro tensione nominale è alta in confronto alla tensione che risulta applicata ed una prova mo-

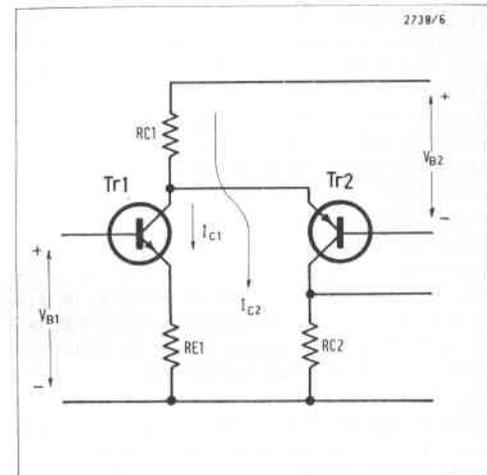


Fig. 5 - Una forma di circuito « cascode » che usa transistori $n-p-n$ e $p-n-p$ utili per il passaggio di un segnale tra due punti a differente livello di tensione c.c. Un controllo di spostamento che non debba influire sul guadagno può essere ottenuto regolando V_{B2} . Il guadagno tende al limite R_{C2}/R_{E1} , ma in pratica è un poco più basso.

strò che essa era trascurabile. Però, conformemente ai manuali, un condensatore elettrolitico usato con bassa tensione si riforma gradualmente ad una tensione di lavoro vicina a quella applicata e allora passa ad una relativamente alta corrente di dispersione. Se ciò dovesse accadere significherebbe che dopo tre mesi o quasi vi sarebbe una corrente eccessiva nel controllo di guadagno.

La seconda ragione per evitare accoppiamenti capacitivi è che si renderebbe necessario includere diodi e resistenze di protezione. Senza di essi non vi è strada più sicura per ottenere una gravosa mortalità nei transistori. I guasti accadono commutando su « on » e « off ». I circuiti di protezione non solo si aggiungono al costo, ma tendono a ridurre la risposta di alta frequenza. Noi provammo condensatori senza tali collegamenti e parecchi transistori morirono.

Prima di concludere questa parte, può essere utile aggiungere qualche parola circa altri circuiti che furono provati. Il merito di questi circuiti (fig. 6) è che idealmente non vi sono correnti nella R_{B1} , il che risolve il problema del controllo di guadagno. Il circuito è normal-

mente usato senza R_{E1} e R_{E2} , ma esse vengono incluse così che la corrente nel $Tr1$ e nel $Tr2$ risulta meglio determinata.

I transistori $Tr1$ e $Tr2$ si suppone che siano percorsi da correnti uguali. La loro tensione di base deve essere la stessa eccetto per qualche differenza fra V_{BE1} e V_{BE2} . Non conoscendo la corrente di base, R_{B1} e R_{B2} devono così essere riportate sostanzialmente alla stessa tensione. Ora se la corrente fluisce in R_{B1} e R_{B2} dal $Tr3$, deve esserci una caduta di tensione attraverso R_{B2} e la base del $Tr2$ sarà allo stesso potenziale della base del $Tr1$. Ma la tensione di base non può differenziarsi apprezzabilmente e non può esservi corrente in R_{B1} e R_{B2} . Così la tensione di collettore del $Tr3$ verso massa è uguale alla tensione di base del $Tr1$ e del $Tr2$.

Nelle particolari condizioni della fig. 6, la tensione fornita alla base del $Tr1$ deve essere 3,6 V e confrontata col potenziale di base del $Tr2$ di 2,8 V differisce di 0,8 V. In parte questo può essere attribuito alle differenze di V_{BE1} e V_{BE2} , ma era causato in maggior misura dalla elevata corrente di base del $Tr1$ (9 μ A) nell'alta resistenza di base (100 k Ω). Questo dava una differenza di polarizzazione di 0,9 V. Infatti il transistoro adoperato per $Tr1$ aveva « h_{fe} » = 55 solamente.

Il guadagno dello stadio è nominalmente $1 + R_{B1}/R_{B2}$ e questo è 3,45 per i valori usati. In pratica è molto vicino ad esso. La resistenza di ingresso è forte e vale circa 1 M Ω . Ambedue la resistenza d'ingresso e la differenza di polarizzazione possono facilmente essere migliorate usando un transistoro a più alto « h_{fe} » per $Tr1$ si potrebbe ottenere facilmente un miglioramento di circa 4 volte. Il guadagno aumentò con la frequenza e fu al minimo due volte il valore di bassa frequenza a 10 MHz. Un responso lineare fu assicurato aggiungendo un circuito R_C ai capi di R_{C1} . Il circuito è a reazione con tre transistori nel circuito di reazione. Esso è così potenzialmente instabile. Un progetto teorico per la stabilizzazione è molto difficile, perchè richiederebbe informazioni dettagliate di tutti i parametri dei transistori dei circuiti fino a 100 MHz o quasi, e anche allora sarebbe molto laborioso. Nessuna difficoltà venne trovata nell'ottenere il responso di frequenza richiesto nel modello della pia-

stra sperimentale, ma sintomi di reazioni positive erano certamente presenti e si pensò che potevano ben sorgere delle difficoltà sulla tolleranza dei componenti. Inoltre la resistenza d'entrata era più bassa del desiderato e benchè possa essere fatta più alta, era dubbio se essa poteva essere fatta grande abbastanza. Il circuito è incontestabilmente interessante e venne abbandonato piuttosto con rincrescimento, perchè si ritenne essere troppo soggetto a variazioni di prestazione da un amplificatore all'altro. Noi potemmo sbagliare su questo punto, ma pensammo che non potevamo raccomandare il suo uso finchè non avessimo costruito 20 o 30 campioni di prova. Ciò non era fattibile.

Noi, perciò, tornammo in fine ad un genere completamente diverso di circuito. Esso era stato nella nostra mente dall'inizio, poichè è un circuito di eminente progettazione. Esso dà prontamente la prestazione richiesta ed il solo suo difetto è che richiede una grande quantità di transistori, ma essi sono di tipo bipolare non costoso. Gli sviluppi di questo amplificatore verranno tratteggiati nella 3^a parte e nella relazione verrà messa la tolleranza di tutti i componenti. Queste tolleranze non sono state in generale considerate in questo articolo, perchè la procedura è alquanto noiosa ed uno normalmente l'adotta solo quando un progetto si sta avviando al termine.

Appendice

In condizioni di segnale debole, a differenza della c.c.,

$$V_{in} = V_s + V_{gs} = V_{gs} + i_d R_s (1 + i_c/i_d) - i_L R_s$$

Ora

$$V_{gs} = i_d/g_m$$

$$e \quad i_L = \frac{R_s + (R_c + R_s) i_c/i_d}{R_c + R_L + R_s}$$

Perciò

$$A = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{g_m R_L i_L/i_d}{1 + g_m R_s (1 + i_c/i_d - i_L/i_d)}$$

Ora

$$\frac{i_c}{i_d} = \frac{R_D}{r_e + R_D/h_{fe}} = y$$

dove $r_e = 0,026/I_C$ = resistenza di giunzione dell'emettitore. Un poco di algebra dà

$$A = \frac{g_m R_s (1 + y) \frac{R_L}{R_c + R_L + R_s}}{1 + g_m R_s (1 + y) \frac{R_L + R_c/(1 + y)}{R_c + R_L + R_s}} \cdot \left[1 + \frac{R_c}{R_s} \cdot \frac{y}{1 + y} \right]$$

$$= \frac{g_m R_s (1 + y)}{1 + g_m R_s (1 + y) \frac{R_L + R_c/(1 + y)}{R_c + R_L + R_s}} \cdot \left[1 + \frac{R_c}{R_s} \cdot \frac{y}{1 + y} \right] \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

dove

$$R_o = (R_c + R_s) \frac{1 + g_m \frac{R_c R_s}{R_c + R_s}}{1 + g_m R_s (1 + y)}$$

= resistenza di uscita.

Se

$$g_m R_s (1 + y) \gg 1, \quad y \gg 1 \quad \text{e} \quad R_L \gg R_o$$

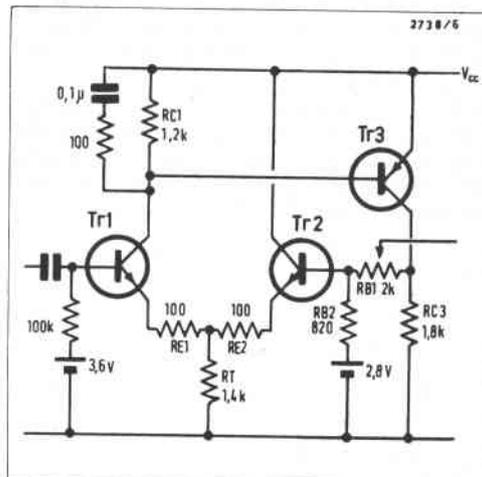
$$A \approx 1 + \frac{R_c}{R_s}$$

Se, pure,

$$g_m \frac{R_c R_s}{R_c + R_s} \gg 1$$

$$R_o \approx \frac{R_c}{1 + y}$$

Fig. 6 - Circuito, con tre transistori, che dà un guadagno di circa 3,5 volte, con una resistenza di ingresso di almeno 1 M Ω e, idealmente, ha zero corrente nel controllo di guadagno.



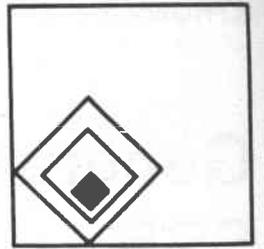


Tabella 1

Grandezza	Bassa	Normale	Alta	Unità
V_S	1,5	2,35	3,4	V
I_D	1,5	3,9	6,8	mA
$V_C - V_S$	2,5	1,65	0,6	V
I_C	1,67	1,1	0,4	mA
R_D	433	166	95,5	Ω
r_e	15,6	23,6	65	Ω
R_D/h_{fe}	4,33	1,66	0,955	Ω
$r_e + R_D/h_{fe}$	19,99	25,26	65,955	Ω
y	21,65	6,6	1,45	
$g_m R_S (1 + y)$	31,9	10,7	3,45	
$\frac{g_m R_S (1 + y)}{1 + g_m R_S (1 + y)}$	0,97	0,915	0,775	
$1 + \frac{R_C}{R_S} \frac{y}{1 + y}$	4,05	3,77	2,89	
A	3,93	3,45	2,24	
R_0	122,5	345	905	Ω

Tabella 2

Grandezza	Bassa	Normale	Alta	Unità
V_S	1,575	2,62	3,65	V
I_D	0,7	3,16	6	mA
$V_C - V_S$	4,725	3,68	2,65	V
I_C	3,15	2,45	1,77	mA
R_D	925	206	108	Ω
r_e	8,25	10,6	14,7	Ω
R_D/h_{fe}	9,25	2,06	1,08	Ω
$r_e + R_D/h_{fe}$	17,5	12,66	15,78	Ω
y	52,9	16,3	6,85	
$g_m R_S (1 + y)$	76	24,4	11,1	
$\frac{g_m R_S (1 + y)}{1 + g_m R_S (1 + y)}$	0,987	0,96	0,916	
$1 + \frac{R_C}{R_S} \frac{y}{1 + y}$	4,13	4	3,79	
A	4,09	3,84	3,48	
R_0	53	161	377	Ω

Generatore sperimentale di SSB a sfasamento per VHF

G. Tomassetti

1. Premessa

L'uso della SSB nelle comunicazioni in VHF offre innegabili vantaggi quando si considerino ingombro, peso ed efficienza.

Il crescente interesse per questo tipo di collegamento radio specie da parte della fitta schiera degli amatori che usano la gamma 144-146 MHz e di riflesso dei costruttori di apparecchiature ad essi destinate è stato lo stimolo alla realizzazione di questa apparecchiatura sperimentale.

La generazione di SSB col sistema « a sfasamento » qui utilizzato è certamente la più economica per raggiungere lo scopo. La qualità del segnale in uscita dipende solo dalla cura con cui si fa la messa a punto una volta che sia assicurata la capacità intrinseca delle reti di sfasamento a mantenere la ortogonalità dei segnali radio e audio al variare della frequenza.

Generare SSB a frequenze attorno ai 150 MHz è diventato possibile solo recentemente con la introduzione sul mercato a prezzi accessibili di modulatori bilanciati a banda larga usanti diodi hot-carrier. In questo progetto è stato adoperato un prodotto nazionale come si accennerà più avanti.

Normalmente la generazione del segnale SSB avviene a frequenze basse (9 MHz ad esempio) per poi convertire con opportuno oscillatore a quarzo il segnale stesso alla frequenza richiesta.

La particolarità di questo progetto risiede proprio nel fatto che non sono richiesti convertitori: gli inevitabili prodotti spuri di conversione sono così eliminati. La generazione a sfasamento elimina anche la necessità dell'uso del costoso filtro a quarzi.

2. Considerazioni di principio

Una analisi teorica dettagliata è fuori luogo in questa sede e si rimanda il lettore interessato ad essa alla bibliografia.

Una giustificazione, anche se semplificata, sul come possa prodursi SSB all'uscita dei due modulatori bilanciati è invece pertinente. Si supponga di avere nel punto *A* (fig. 1) un segnale audio di valore istantaneo:

$$e_m = E_m \cos \omega_m t$$

Nel punto *B*, nello stesso istante, si ha

lo stesso segnale sfasato però di 90° che potrà esprimersi con:

$$e_m = E_m \sin \omega_m t$$

Questi due segnali di uguale ampiezza e a 90° di fase fra loro pilotano l'ingresso audio dei modulatori bilanciati.

Agli ingressi R.F. sono presenti i segnali, sfasati pure di 90° fra loro:

$$e_p = E_p \cos \omega_p t$$

nel punto *C* e:

$$e_p = E_p \sin \omega_p t$$

nel punto *D*.

All'uscita dei modulatori bilanciati sono presenti i prodotti dei segnali d'ingresso. In un caso il prodotto e_1 vale:

$$\begin{aligned} e_1 &= E_p \cos \omega_p t \cdot E_m \cos \omega_m t = \\ &= \frac{E_p E_m}{2} [\cos (\omega_p t + \omega_m t) + \\ &+ \cos (\omega_p t - \omega_m t)] \end{aligned}$$

Nell'altro caso invece:

$$\begin{aligned} e_2 &= E_p \sin \omega_p t \cdot E_m \sin \omega_m t = \\ &= \frac{E_p E_m}{2} [\cos (\omega_p t - \omega_m t) - \\ &- \cos (\omega_p t + \omega_m t)] \end{aligned}$$

La somma dei due segnali e_1 ed e_2 rappresenta l'uscita del sistema. Vediamone la sua espressione matematica:

$$\begin{aligned} e_s &= e_1 + e_2 \\ &= \frac{E_m E_p}{2} [\cos (\omega_p t + \omega_m t) + \\ &+ \cos (\omega_p t - \omega_m t)] + \\ &+ \frac{E_m E_p}{2} [\cos (\omega_p t - \omega_m t) - \\ &- \cos (\omega_p t + \omega_m t)] = \\ &= E_m E_p \cos (\omega_p t - \omega_m t). \end{aligned}$$

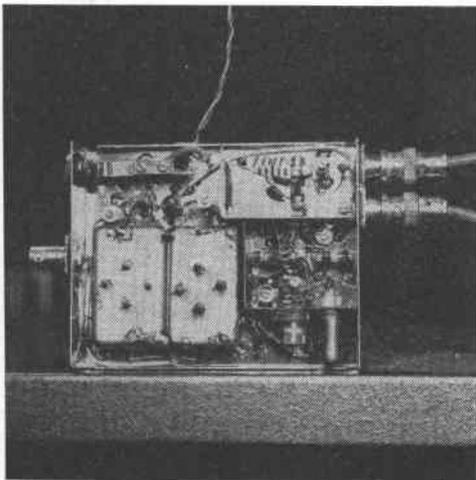
Come si vede la tensione risultante è sinusoidale e con frequenza uguale alla differenza fra la frequenza della portante e quella audio (*LSB*).

Scambiando *A* con *B* o *C* con *D* e rifacendo lo stesso conto si ottiene ancora un segnale sinusoidale ma la sua frequenza è ora la somma tra portante e segnale audio (*USB*). Si è così ottenuto un segnale SSB perfetto senza traccia, in uscita, di portante o di banda non desiderata.

Si è detto che l'analisi era però semplificata; si è infatti assunto:

1. fasi relative di 90° esatti,
2. ampiezze uguali,

Foto 1 - Generatore di SSB a sfasamento. (Vista laterale destra).





- 3. soppressione perfetta della portante,
- 4. assenza di prodotti di ordine superiore al primo,
- 5. indipendenza dello sfasamento dalla frequenza.

In pratica i cinque punti interagiscono da soli o insieme col sistema tanto da rendere l'uscita lungi da quella ipotizzata più sopra. Importante è dunque sapere fino a che punto si possono minimizzare gli effetti negativi, tenendo ben presente l'alta frequenza di lavoro, onde ottenere all'uscita del sistema un segnale *SSB* con un minimo di purezza spettrale.

3. Realizzazione pratica

Il circuito, nel suo complesso, è chiaramente divisibile in due parti: la parte R.F. e quella audio. Per la parte « radio » si è adoperata una scatola stagnata *TEKO* delle dimensioni 113 x 92 x 25 entro cui è sistemato il generatore della portante, lo sfasatore R.F. e i due modulatori bilanciati. La sezione « audio », realizzata in circuito stampato su piastra delle dimensioni sopra indicate, è fissata, tramite distanziatori, sulla faccia esterna della scatola contenente la sezione R.F. Ne risulta un « sandwich » (vedi foto) di ingombro totale 113 x 92 x 50.

La foto mostra un cavetto con connettori *BNC* che esce dalla scatola per poi rientrarvi a qualche centimetro di distanza. La soluzione si è dimostrata molto utile in questo prototipo sperimentale, perchè permette di alimentare con un generatore esterno a livello variabile la parte critica R.F. e cioè lo sfasatore e il modulatore bilanciato; essa permette inoltre di misurare la potenza e la purezza spettrale del generatore interno. Normalmente quindi il cavetto esterno collega fra loro le due citate sub-sezioni. Ci si riferisca allo schema elettrico per ulteriori dettagli.

4. Descrizione del circuito

a) Sezione audio

Essendo previsto il funzionamento con microfono piezoelettrico ad alta impedenza, il FET *F1* funziona da preamplificatore-traslatore d'impedenza. *P1* ne regola il guadagno. Seguono i FET *F2* e *F3*, due stadi funzionanti come filtri « attivi » passa alto uno, passa basso l'altro.

La caratteristica passa banda complessiva, pur non essendo a fianchi ripidi come sarebbe necessario in un complesso di alta qualità si è dimostrata sufficientemente valida. Il fatto poi che vengono eliminate le ingombranti e costose olle di ferrite rende la soluzione vieppiù attraente. La perdita di inserzione dell'intero filtro è di una decina di dB.

Il transistor *Tr1* è un invertitore di fase ad uscita variabile su un ramo (*P2*), come richiesto dal susseguente sfasatore audio.

P2 andrà regolato nella posizione in cui si avranno uscite uguali e sfasate di 90° fra loro sui source di *F4* e *F5*, al variare della frequenza da 300 ÷ 400 Hz a 2.000 ÷ 2.500 Hz.

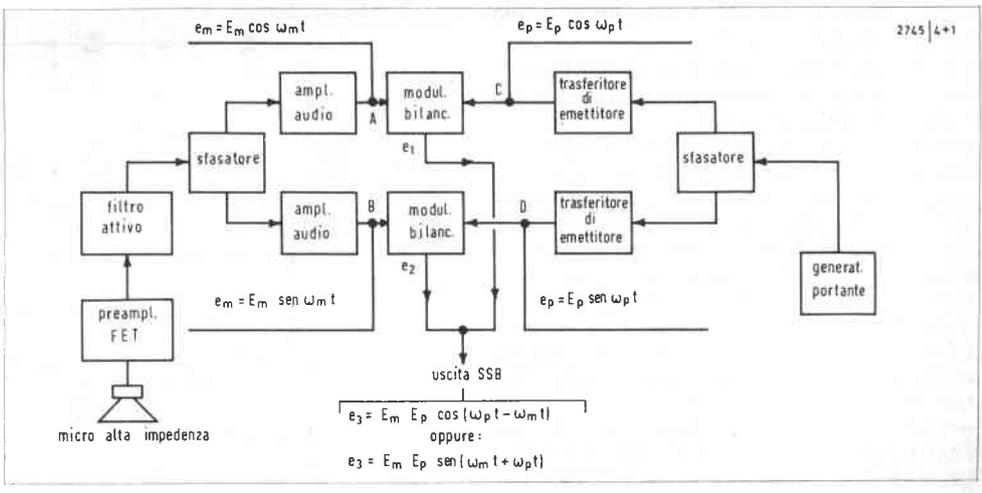
Lo scrivente ha realizzato la rete di sfasamento con resistenze commerciali *AB* da 1/2 W scelte al ponte. Nello schema elettrico sono indicati i valori commerciali usati per ottenere il valore teorico richiesto indicato tra parentesi.

I condensatori sono del tipo polistirolo pure scelti al ponte. Reti di sfasamento « commerciali » sono comunque disponibili sul mercato nazionale.

I già menzionati FET *F4* e *F5* sono semplici traslatori di impedenza. I transistori *Tr2* e *Tr3* pilotano i « single-ended » push-pull *T4-T5* e *T6-T7*.

Variazioni differenziali di guadagno vengono compensate agendo su *P3*. In particolare le uscite audio *A* e *B* dovranno essere uguali in ampiezza e sfasate fra loro di un angolo il più possibile vicino a 90°. Fase ed ampiezza dovranno essere

Fig. 1 - Schema a blocchi.





verrà fatta osservando sull'oscilloscopio la qualità della *SSB* in uscita. Sono state provate anche altre reti sfasatrici come l'ovvio spezzone di cavo coassiale lungo $\lambda/4$. La rete usata offre sensibili vantaggi su tutte le altre.

La banda di lavoro possibile con questo dispositivo è superiore ai 10 MHz. Tutte le frequenze comprese tra 140 e 150 MHz presentate al connettore *R* si ritroveranno in uscita come segnale *SSB*. Ovviamente questo favorisce l'uso di un VFO esterno per chi voglia svolgere traffico isofrequenza con stazioni diverse.

Per i modulatori bilanciati si è ricorso ad un prodotto nazionale: il tipo TB2 modificato della TEKO. La modifica consiste nell'aver usato come supporto dei diodi hot-carrier costituenti il ponte stesso 4 trimmer regolabili dall'esterno. In questo modo è possibile ottimizzare il modulatore stesso per il « range » di frequenze prescelto.

Non ci sono preoccupazioni di banda: dopo la ottimizzazione essa è ancora maggiore di 10 MHz.

Le uscite dei due modulatori bilanciati sono collegate direttamente in parallelo e fanno capo ad un connettore *BNC*. Di qui in poi si dovrà solo amplificare linearmente per portare il segnale al livello richiesto.

c) Risultati

L'uscita vista all'analizzatore di spettro, modulando con una nota a 1.000 Hz, può sintetizzarsi con questi dati:

1. soppressione portante, > 30 dB.
2. soppressione banda laterale indesiderata, > 25 dB.
3. soppressione altri prodotti spuri, > 30 dB.

È credibile che una più accurata messa a punto possa migliorare queste cifre. Avendo ben in mente i dati suaccennati si pensa che questo eccitatore possa essere portato a livelli di uscita non superiori alla decina di W.

La potenza d'uscita del complesso è 0,4 mW indistorti misurati con bolometro HP modulando con una nota a 1.000 Hz.

Dati sulle induttanze e varie

- L1 = 3 spire filo argentato 1 mm. Diametro = lunghezza avvolg. = 7 mm
 L2 = 8 spire serrate filo 0,35 mm. Supporto 7 mm.

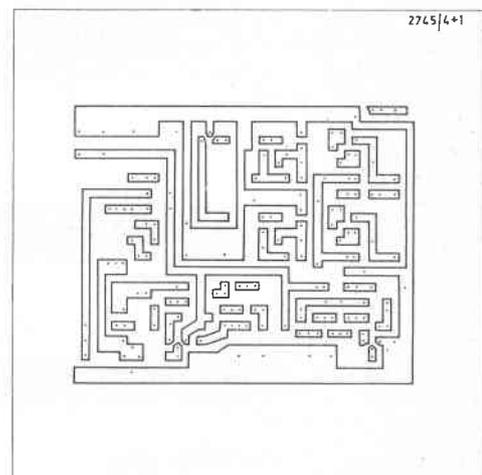


Fig. 4 - Schema di una possibile disposizione del circuito stampato audio.

- L3 = 4 spire filo argentato 1 mm. Diametro avvolgimento 6 mm. Lunghezza avv. 8 mm. Presa a 3,5 spire.
 L4 = 4 spire come sopra. Presa a 1,5 spire.

I trimmer sono ceramici di valore $4 \div 20$ pF.

I condensatori passanti sono ceramici da 1.000 pF del tipo da saldare a telaio. Il microfono è un T32 della Geloso.

Bibliografia

1. D.E. Schmitzer: « Active audio filters » VHF Communications 1 (1969).
2. Mc Vey: « An active RC-Filter using cathode followers » Electronic Engineering (July 1962).
3. D.E. Norgaard: « The phase-shift method of single-sideband signal generation » P.I.R.E. (December 1956).

Ringraziamento

Un cordiale grazie va al Prof. Ing. G. Sinigaglia per le utili discussioni con lui avute durante la realizzazione di questo prototipo.

Modulatori ad anello

Roger - CH Honoré - a cura di G. Frateschi

Prima di descrivere i modulatori ad anello, propriamente detti, ci sembra utile dire qualche cosa sulla modulazione senza portante per la quale è stato immaginato questo tipo di modulatore.

La modulazione senza portante consiste in una modulazione d'ampiezza (abbreviata M.A.) nella quale non si conservano che le bande laterali. Se si esamina l'analisi spettrale di una tale trasmissione si constata che la linea centrale caratterizzante la detta portante in una M.A. classica è sparita: figura 1.

Matematicamente l'espressione di un segnale modulato si riduce a:

$$U_{HF} = \frac{U_{BF}}{2} \cos 2\pi (f_0 - F) t - \frac{U_{BF}}{2} \cos 2\pi (f_0 + F) t$$

L'espressione della portante ($U_0 \sin 2\pi f_0 t$) è eliminata. In più, l'amplificazione delle componenti è notevolmente ridotta poichè, con la stessa efficacia di modulazione, si passa dalla figura 2A a quella 2B.

Si deve così rilevare che la nozione di profondità di modulazione non interviene più, siccome c'è il valore da cresta a cresta del segnale B F che condiziona l'ampiezza del segnale R F.

Si ottiene dunque una considerevole economia di energia « per la medesima informazione trasportata »; le curve sviluppate rappresentanti la B F hanno, nei due casi, la medesima ampiezza; ma in M.A. le due curve sviluppate s'intersecano.

In un collegamento radio-elettrico il vantaggio di una M.A. senza portante è evidente: la portata di una tale stazione emittente si trova aumentata di due volte circa, la potenza irradiata essendo in certo modo utilizzata completamente per il segnale modulante. Vanno segnalate certe particolarità: raddoppio della frequenza di ripetizione dell'involuppo; inversione repentina di fase della componente R.F. all'incrocio degli involuppi (vedere fig. 2).

Queste « anomalie » spariscono automaticamente alla ricezione allorchè si pratica una reinserzione della portante, alla demodulazione.

Oltre la ricerca di rendimento energetico

favorevole, questo sistema di modulazione senza portante si giustifica nondimeno allorchè si desidera il minimo ingombro tanto in frequenza quanto in ampiezza.

Realizzata con « modulatori ad anello », la M.A. senza portante viene utilizzata normalmente nella telefonia a correnti portanti, in M.F. stereofonica a « sottoportante pilota », nella televisione tricolore (sistema NTSC e PAL), nelle radiotrasmissioni O.C. in banda laterale unica.

Modulatori ad anello a diodi

È il sistema attualmente più impiegato, ma l'apparizione dei dispositivi a circuiti integrati modifica la situazione. Lo schema di principio è indicato nella fig. 3; esso si compone di un reticolo di quattro diodi intercalato fra un trasformatore B.F. (T_1) ed un filtro di banda (T_2) del quale una presa centrale riceve la corrente portante uscente da T_3 .

L'entrata della « portante » è forte: poco importa allora se il segnale è sinusoidale o rettangolare. Noi vedremo tuttavia che la forma rettangolare è preferibile.

Allorchè le alternanze di R.F. sono positive a sinistra (G) del trasformatore T_3 , i diodi D_1 e D_3 sono conduttori. Le correnti R.F. si richiudono al punto B, dopo aver preso un'altra direzione in A.

Quando i diodi di cui sopra sono conduttori, essi equivalgono ad un corto-circuito per la tensione B.F. fornita dal secondario di T_1 . Per questo segnale, si stabi-

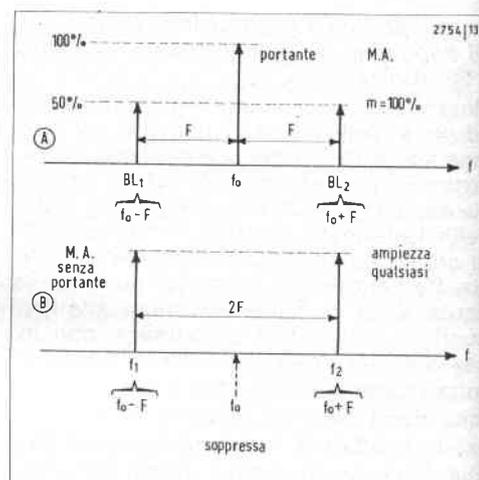


Fig. 1 - Analisi spettrale di una modulazione d'ampiezza classica con la portante (A) e senza portante (B).

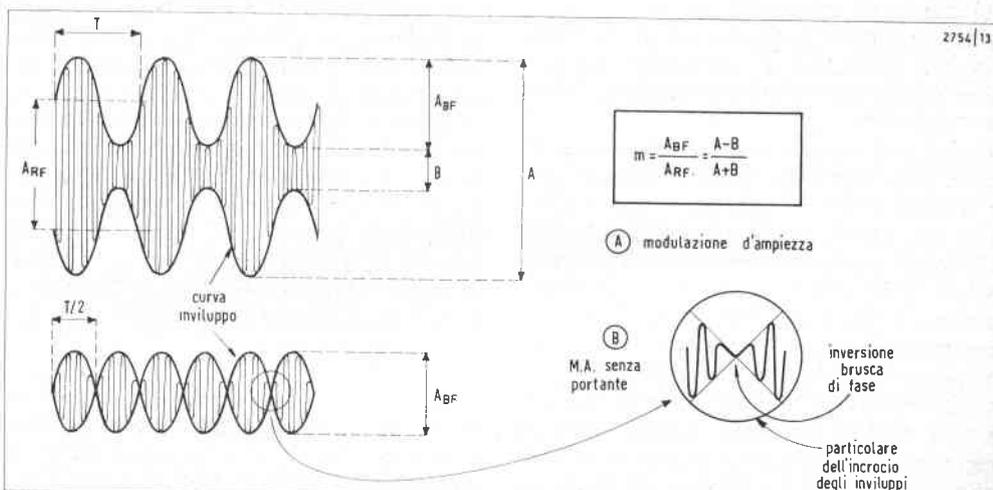
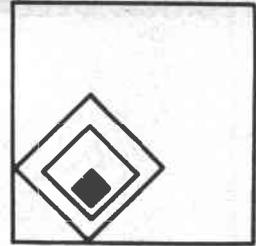


Fig. 2 - Confronto di onde modulate nella modulazione di ampiezza con e senza portante.



lisce una corrente circolante come indica la figura 4A. Il secondario del T_2 determina allora una tensione istantanea con le polarità arbitrarie della figura. Allorchè l'alternanza del segnale portante cambia di senso, un potenziale negativo si manifesta pressochè istantaneamente in A, ciò che rende conduttori i diodi D_2 e D_4 e blocca gli altri. Durante questo tempo, i periodi dei segnali R.F. e B.F. essendo molto dissimili, si suppone che la tensione U_{BF} non abbia cambiato di senso e ch'essa progredisca lentamente verso il massimo U_1 (fig. 3).

I diodi conduttori si comportano come corti-circuiti, la corrente uscente da U_{BF} circola come indica la figura 4B: essa cambia di senso nel trasformatore T_2 .

Questo processo si traduce in una specie di spezzatura del segnale B.F. per mezzo del segnale portante con la presenza simultanea degli involucri positivo e negativo. Si tratta di un vero commutatore elettronico della tensione modulante al ritmo dell'alta frequenza (fig. 5). La repentina inversione di fase che si produce a ciascun incrocio degli involucri si manifesta da sola poichè a questo punto preciso il segnale B.F. cambia « pure » di senso. Se la selettività del trasformatore T_2 non è troppo grande ed essa congloba senza attenuazione notevole le due bande laterali BL_1 e BL_2 distanziate di $2F$ (fig. 3), la tensione U_m è rigorosamente proporzionale a U_{BF} . Se i trasformatori T_1 e T_2 hanno un rapporto di trasformazione uguale all'unità, le ampiezze di U_m e U_{BF} sono parimenti molto vicine.

La tensione di R.F. non interviene, si è visto, che per servire di commutazione essa sostituisce in qualche modo un paio di invertitori che modifichino ad alta velocità il senso della corrente. Si comprende allora facilmente che la forma non ha guari importanza: il segnale portante deve essere di preferenza rettangolare allo scopo di rispettare il più possibile l'involucro di B.F., ma quando la frequenza portante è troppo alta in rapporto a quella di B.F., la forma del segnale portante non ha alcuna importanza.

Modulatore ad anello per C.I.

Si possono rimpiazzare i diodi con quattro transistori, ma l'ingombro pone dei problemi ed i vantaggi, che sorgono da que-

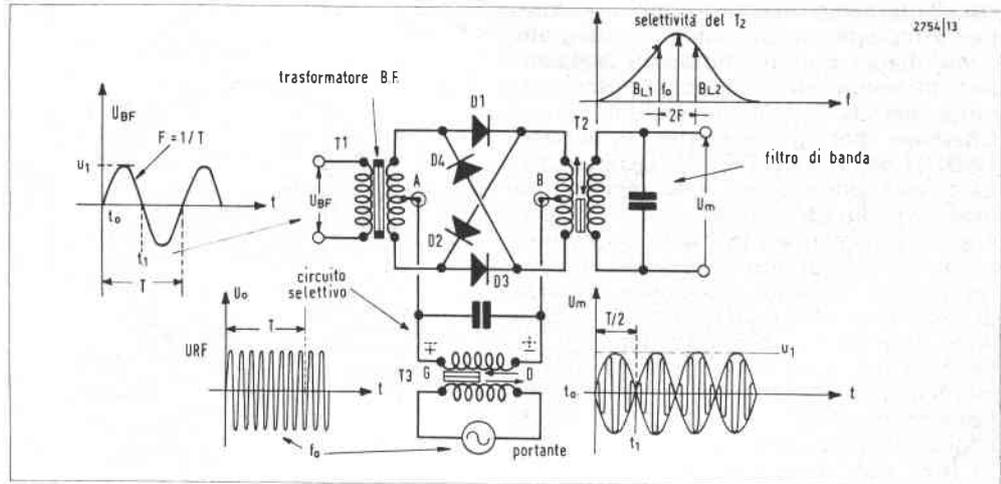


Fig. 3 - Schema fondamentale e funzionamento del modulatore ad anello.

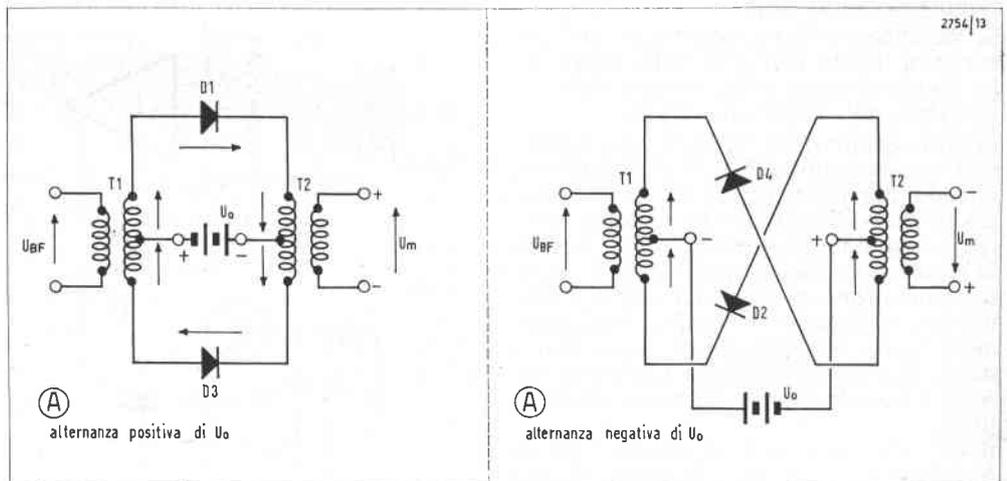


Fig. 4. Sch. ma equivalente del modulatore ad anello.

sto adattamento diventano nulli. Per contro, l'impiego di un circuito integrato conglobante quattro transistori appaiati, perfettamente identici, costituisce un progresso tecnologico evidente.

Citeremo per promemoria il circuito TAB101 de LA RADIODIOTECNIQUE (fig.6). La realizzazione di un tale modulatore ricalca quella utilizzando i diodi; tuttavia, conviene alimentare in modo opportuno i transistori. Partendo da questa considerazione noi troviamo una carica normale di collettore raddoppiata perchè ha due linee riportate sul + 9 V (vedere fig. 7). Le basi dei transistori ricevono convenientemente il segnale portante; una polarizzazione di + 1,5 V limita il bloccaggio dei transistori e sono le alternanze di R.F., che sbloccano alternativamente le coppie T_1/T_2 e T_3/T_4 .

La componente B.F. viene applicata all'emettitore tramite un ponte di resistenze al fine di evitare il corto-circuito del generatore data la bassa impedenza di entrata degli emettitori. Infatti, la scelta delle resistenze nel circuito della figura 7 deriva dal sistema di accordo, dall'adattamento dell'impedenza, dalle sorgenti di corrente continua, dal circuito integrato. Solo il costruttore può dare efficacemente il procedimento di calcolo da seguire.

Il funzionamento è molto vicino a quello del modulatore a diodi: le figure 8A e B spiegano chiaramente ciò che accade per ogni alternanza della corrente portante. Talora, T_1 e T_2 sono conduttori, e generano un'alternanza U_m di polarità data (A); altre volte sono T_3 e T_4 , che conducono ed allora il segnale U_m cambia di senso (B).

Si stabiliscono così, alternanza per alternanza, i due involucri della figura 5. Le forme d'onda nella modulazione si spiegano nel modo che segue.

Si può vedere, nella figura 9, che le correnti provenienti da T_1 e T_2 s'intersecano quando appaiono quelle di T_3 e T_4 . Le creste delle alternanze del segnale portante seguono una modulazione che è la ripetizione del segnale di B.F. e la ricombinazione di ciascuna corrente determina il doppio involucro particolare della figura 9F. Come più sopra con i diodi, la portante è sparita salvo che nel riempire gli archi delle sinusoidi involupate.

Il marcato vantaggio di questo tipo di modulatore a circuito integrato risiede

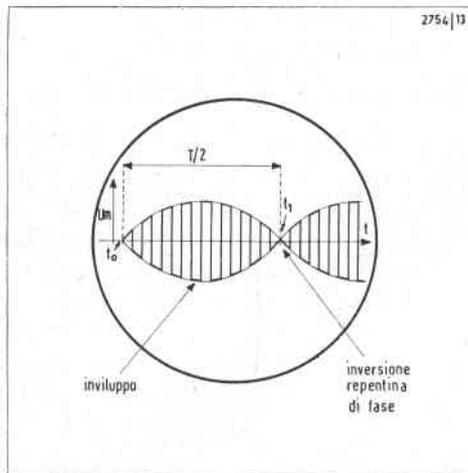


Fig. 5 - Frastagliatura dell'involucro della B.F. per effetto della corrente portante qui supposta di forma rettangolare.

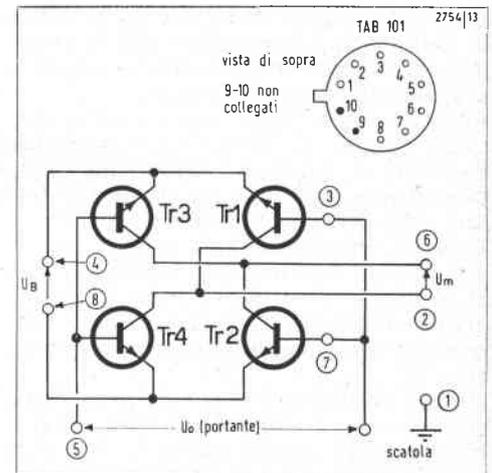


Fig. 6 - Circuito equivalente di un modulatore a transistori realizzato con circuito integrato (TBA101).

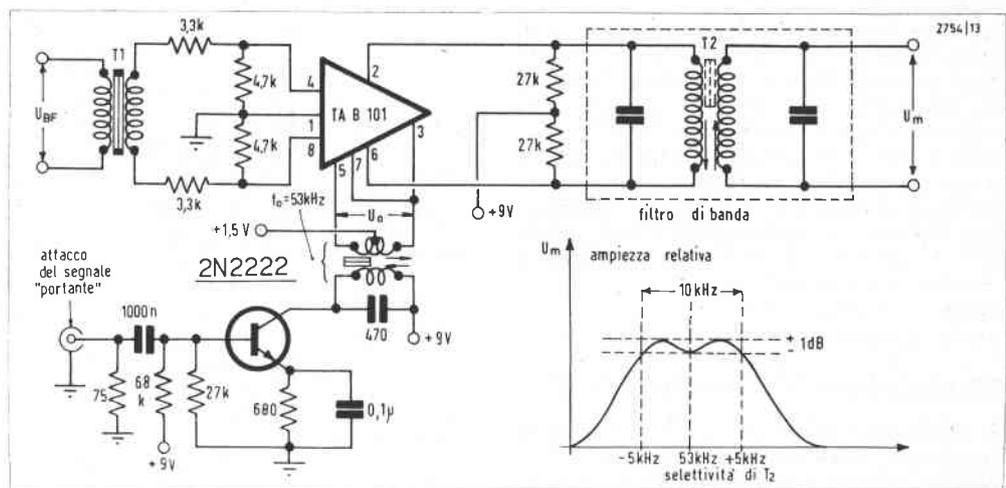


Fig. 7 - Esempio di modulatore ad anello realizzato partendo da un TBA101.

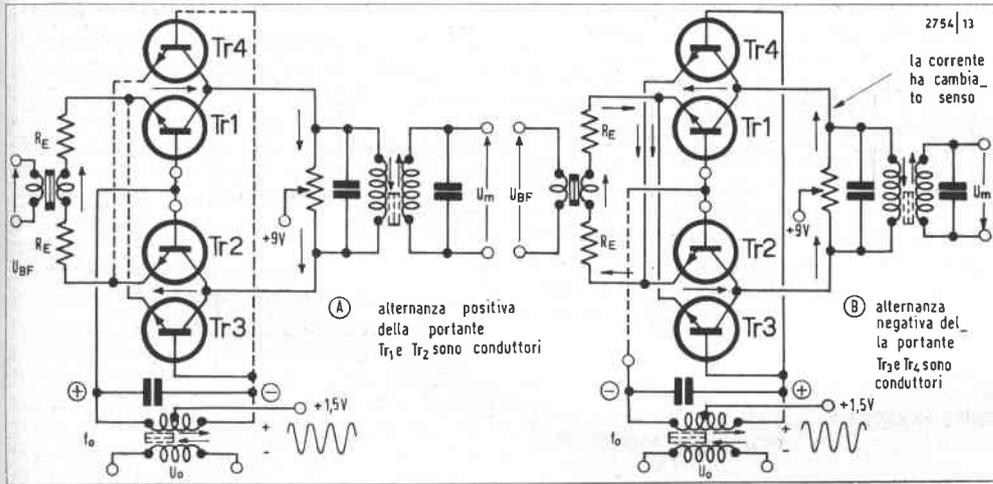


Fig. 8 - Funzionamento del TBA101 e senso delle correnti nei transistori modulatori.

Fig. 9 - Forme d'onda nei diversi transistori del circuito integrato per $f_0 = 15$ KHz. Le creste sono teoricamente rettangolari, ma in realtà leggermente arrotondate.

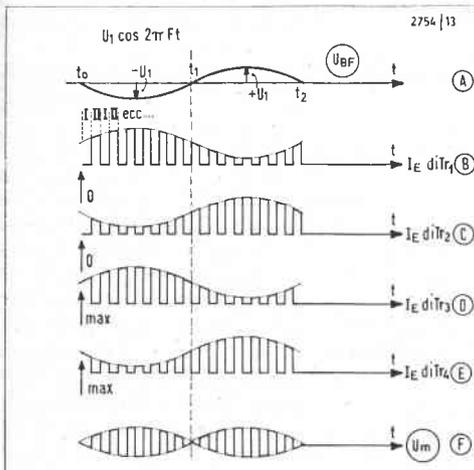
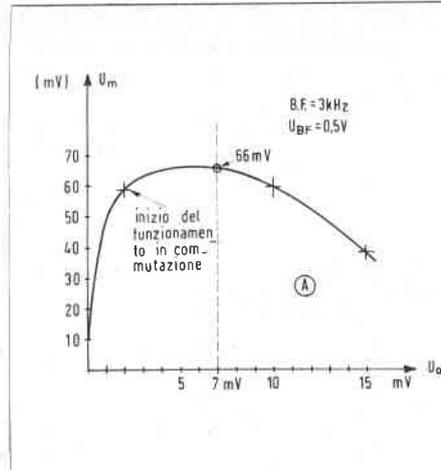


Fig. 10 - Caratteristiche del modulatore ad anello: A) Tensione modulata in funzione della corrente portante. B) tensione modulata in funzione dell'entrata di B.F. Per conoscere la tensione R.F. applicata realmente al modulatore, occorre moltiplicare il valore per 57, guadagno dello stadio selettore del 2N2222 (V_0 normale di 0,4 V circa).



nel fatto dell'entrata in potenza delle basi: ne deriva una vera commutazione e, benchè l'entrata di R.F. sia connessa ad una sorgente sinusoidale, le forme d'onda modulate diventano rettangolari, almeno per ciò che concerne le correnti. Sfortunatamente, la banda passante di T_2 non è mai troppo larga e, appena che la frequenza di lavoro aumenta, le creste si arrotondano. Ciò non disturba per niente il funzionamento del sistema dal momento, ricordiamocelo, che la portante rimane nettamente più elevata che la B.F. Nella modulazione stereo-multiplex, utilizzata in M.F., il fatto di cui sopra pone effettivamente dei problemi, perchè la cresta della B.F. s'accosta assai vicino alla frequenza centrale

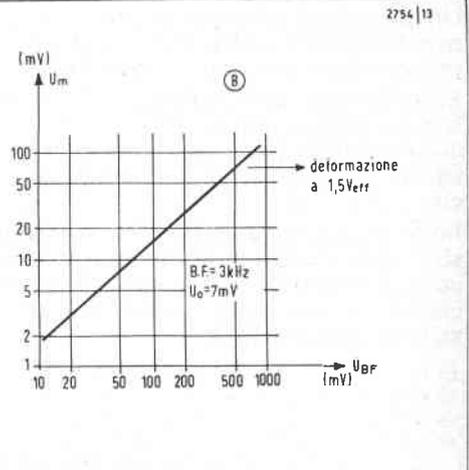
$$f_0 = 53 \text{ kHz}$$

$$\text{B.F. max.} = 15 \text{ kHz}$$

L'entrata in potenza delle basi del TAB101 si impone per evitare che le curve sviluppate siano deformate. Malgrado tutto, una composizione simile a quella della figura 7 non può guari accettare una B.F. superiore a 5 kHz. Riserviamo dunque questo circuito per l'elaborazione di un generatore di M.F. stereo per laboratorio.

Messa a punto

La messa a punto di un modulatore ad anello a diodi o a C.I. si opera in due modi:



con l'analizzatore di spettro o, più semplicemente, con l'oscilloscopio, se questo ha delle caratteristiche sufficienti per dilatare e stabilizzare la zona ove si intersecano gli involucri.

Innanzitutto, bisogna disporre di un'entrata di R.F. e B.F. tale che il segnale sia effettivamente modulato all'uscita: queste tensioni verranno regolate in modo che gli involucri abbiano un contorno sinusoidale.

Per il circuito integrato un valore ottimale di tensione R.F., determina la massima ampiezza di questi involucri, Per contro, non sembra che vi siano limiti all'entrata della B.F., dal momento che questa non supera la polarizzazione di base dei transistori del C.I.

Si tracciano così le curve A e B della figura 10; esse verificano ciò che è stato detto sopra.

Una modulazione ad anello non è conveniente che « quando è ben equilibrata ». Per far questo, la reiezione della portante centrale deve essere la più grande possibile, ciò che si verifica nel modo che segue se si ricorre al banco di prova della figura 11.

Si agisce simultaneamente sull'entrata di R.F. e sull'accordo dei circuiti del trasformatore T_2 . Per favorire l'accordo di quest'ultimo, si può renderlo provvisoriamente assai selettivo smorzandolo con una resistenza o distanziando gli avvolgimenti allo scopo di ridurre l'accoppiamento.

Sull'oscilloscopio, si ricerca l'inversione di fase della corrente portante al punto di giunzione degli involucri (Fig. 12). Un passaggio progressivo da un'alternanza all'altra è da bandire: l'opposizione di fase deve prodursi nettamente.

Sullo schermo dell'analizzatore di spettro, si deve vedere non solamente sparire la linea centrale portante, « ma le bande laterali devono avere ampiezze identiche » (fig. 13).

Infine, sopprimendo la B.F., la R.F. residua su f_0 deve cadere molto in basso: la reiezione raggiungerà almeno 50 dB, ciò che si ottiene assai facilmente con lo schema della figura 7.

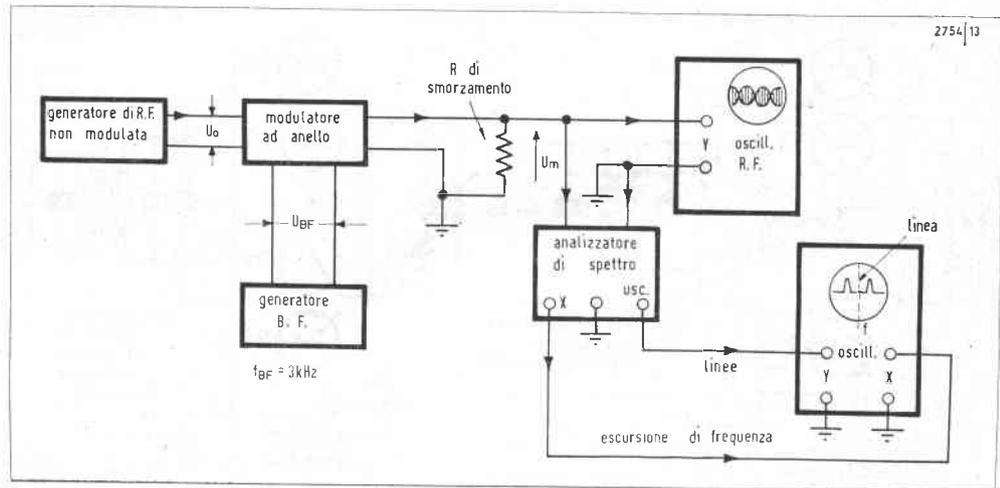


Fig. 11 - Banco di prova per la messa a punto di un modulatore ad anello.

Fig. 12 - Osservazione con l'oscilloscopio del punto di giunzione degli involucri.

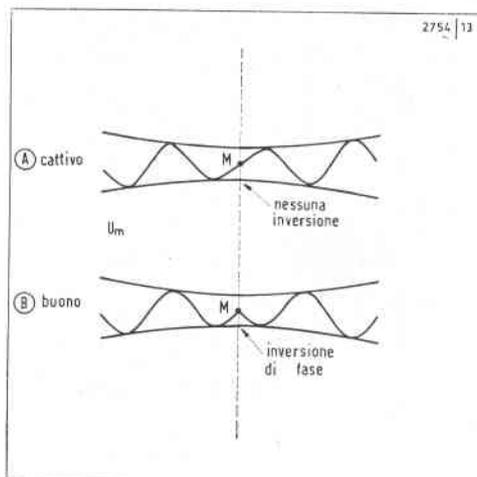
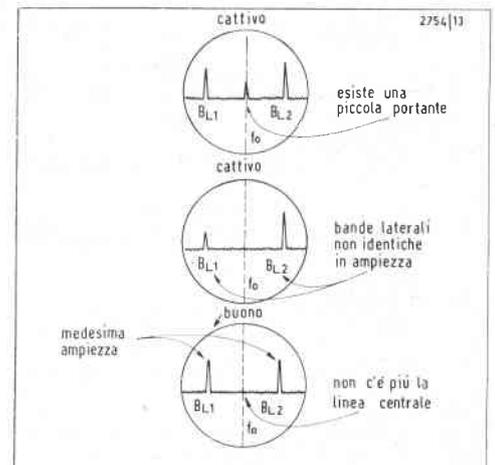


Fig. 13 - Osservazione con l'analizzatore di spettro dei segnali di una M.A. senza portante.



Oscillatore libero stabile per VHF

G. Tomassetti

Generare un segnale in VHF di buona purezza spettrale è relativamente facile: qualsiasi oscillatore libero soddisfa, in pratica, questa esigenza. Se però è richiesto che il segnale così generato sia anche molto stabile, dell'ordine di una parte per milione, ad esempio, il problema incomincia a complicarsi.

Il metodo generalmente adottato per ottenere quanto richiesto è quello dell'oscillatore a conversione schematizzato in fig. 1. Il segnale di un oscillatore a quarzo a frequenza f_1 e quello di un oscillatore libero molto stabile a frequenza f_2 « battono » fra loro nel mixer producendo f_3 , il segnale VHF richiesto.

Per trarre un reale vantaggio da questa disposizione si farà f_1 il più alto possibile e, conseguentemente, il valore di f_2 , risultando piuttosto basso, sarà facilmente tenuto costante. La deriva di f_3 sarà la stessa di f_2 se in prima approssimazione si considererà nulla quella di f_1 . Gli svantaggi del sistema sono quelli dei dispositivi a prodotto: anche i moderni modulatori bilanciati non riescono a ridurre a livelli accettabili i prodotti spuri.

Un altro metodo per ottenere quanto richiesto è quello del confronto di fase, di grande attualità negli ultimi anni. Lo schema di principio e quello delle fig. 2a e 2b. Nel primo caso il segnale dell'oscillatore a quarzo e quello dell'oscillatore libero VCO in VHF battono fra loro nel mixer dando luogo ad un segnale differenza che viene inviato ad un comparatore di fase. Se contemporaneamente a quest'ultimo viene fatta giungere l'uscita di un altro oscillatore libero e stabile, che lavori alla medesima frequenza, dal confronto di fase dei due segnali si otterrà una tensione d.c., che se opportunamente amplificata, potrà essere usata per correggere la frequenza dell'oscillatore VHF. Chiuso così il « loop », la stabilità di frequenza del sistema dipenderà esclusivamente da quella dell'oscillatore libero denotato « sintonia » nello schema a blocchi. La stabilità di frequenza rimane la stessa per i due oscillatori liberi e chi trae vantaggio dalla situazione è proprio quello a frequenza più alta, come volevasi. Lo schema di fig. 2b è analogo al precedente con la variante . . . digitale. Per ridurre la frequenza dell'oscillatore VHF ad un valore ragionevolmente basso si usa un divisore al posto del mixer e del quarzo. Sfortunatamente i

divisori che possono lavorare in VHF sono difficili da reperire e costosi. Qualsiasi lo schema si può senza dubbio affermare che il sistema a confronto di fase gode di meritata popolarità. Non vanno però dimenticati alcuni punti a suo svantaggio:

- 1) complesso, di non facile messa a punto ed anche costoso;
- 2) richiede una scelta oculata delle frequenze in gioco dovendo evitare che armoniche dell'oscillatore libero basso possano raggiungere il bocchettone di uscita o altri dispositivi elettronici vicini per semplice irraggiamento. Un'attenta schermatura può minimizzare questa possibilità.

Il sistema proposto dall'Autore, pur non potendosi definire semplice, affronta il problema della stabilità di frequenza in VHF non dissociata dalla purezza spettrale, dal punto di vista di un confronto di frequenze: quella da « comandare » in VHF, con quella dello zero di una curva di risposta di un normale discriminatore per MF.

La precisione ottenibile con questo sistema che, giova dirlo subito, è completamente passivo non avendo oscillatori a frequenza di confronto, è inferiore a quella del sistema a comparazione di fase (phase lock), ma non per questo poco interessante. Anzi, in certe applicazioni essa potrà essere più che adeguata. In applicazioni specializzate o scientifiche questo sistema potrà precedere un phase lock semplificando problemi di aggancio talvolta piuttosto gravi.

1. Il sistema a confronto di frequenza

Lo schema a blocchi è indicato in fig. 3. L'oscillatore libero in VHF (che chiameremo VCO da Voltage Controlled Oscillator) e un oscillatore a quarzo di opportuno valore vengono mescolati fra loro nel mixer per ottenerne la differenza. Un discriminatore per MF accordabile dall'esterno (per questo è indicato con « sintonia ») e funzionante alla frequenza di uscita del mixer fornisce una uscita d.c. bilanciata, che pilota un amplificatore operazionale. Al solito è proprio l'uscita d.c. di quest'ultimo a determinare la frequenza di oscillazione dell'oscillatore libero in VHF.

Il dispositivo funziona in questo modo:

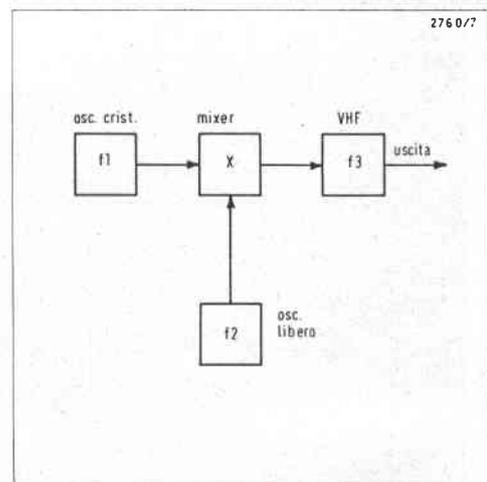


Fig. 1 - Oscillatore a conversione-schema a blocchi.

appena il VCO si sposta da un valore prefissato, dal discriminatore si avrà una uscita d.c. proporzionale all'ammontare dello spostamento stesso. Se il guadagno dell'amplificatore operazionale è sufficientemente grande (più di 1000), anche tensioni relativamente piccole (qualche mV) obbligheranno il varicap del VCO a riportare la frequenza al valore precedente. Si intuisce subito che agendo sul discriminatore, spostandone con un comando esterno la frequenza centrale, si venga ugualmente a produrre una tensione errore che obbligherà il VCO a seguire. La stabilità di frequenza del circuito VHF sarà all'incirca uguale a quella del discriminatore, che essendo passivo e a frequenza bassa potrà essere molto grande. Si è detto « all'incirca » a ragione veduta: si noti infatti che la pendenza della curva frequenza-ampiezza di un discriminatore non è infinita per cui piccole variazioni di frequenza rispetto al punto di zero potranno produrre solo piccole variazioni di tensione, che a causa del guadagno non infinito dell'amplificatore operazionale non riusciranno a « comandare » il varicap in modo sufficiente. La limitazione di questo sistema risiede proprio qui: alla instabilità dell'oscillatore basso, comune concettualmente al sistema phase lock, si aggiunge quella dovuta alla limitata sensibilità di frequenza della curva del discriminatore. In altre parole, mentre nel confronto di fase la

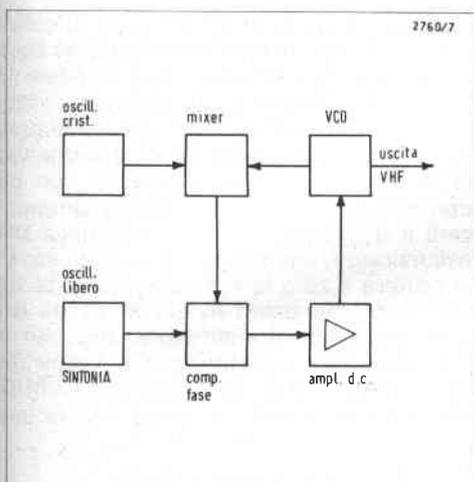


Fig. 2a - Oscillatore a comparazione di fase con mixer.

frequenza VHF segue entro una frazione di Hz quella dell'oscillatore basso, nel sistema a confronto di frequenza saranno necessarie alcune decine di Hz di deviazione prima che il sistema di controreazione diventi operante.

In certe applicazioni derivate incontrollate di questo tipo sono inaccettabili: si ha la sensazione però, che generalmente stabilità del citato ordine di grandezza siano sufficienti.

Per verificare la realizzabilità e le difficoltà proprie del sistema, è stato costruito il prototipo che verrà ora descritto in qualche dettaglio. Non essendosi, nel prototipo, tenuto in alcun conto il lato economico, si pensa che il circuito elettrico possa essere semplificato in alcuni punti senza alterarne sensibilmente le caratteristiche quando il fattore economico sia invece preponderante.

2. Schema a blocchi e descrizione del circuito

Uno schema a blocchi con l'indicazione delle frequenze in gioco è quello di fig. 4. Pur essendo il principio di vasta applicabilità, si è pensato che realizzando il prototipo sulla banda 144-146 MHz intensivamente usata dai radioamatori, una vasta schiera di utenti avrebbe eventualmente tratto immediato profitto dal dispositivo.

Fissata la banda di frequenza di uscita (144-146 MHz) si pone il problema della scelta della frequenza, meglio, della banda di frequenze sulla quale far lavorare il discriminatore. La frequenza del quarzo si otterrà come di solito per differenza. Nel caso in esame era disponibile un quarzo sulla frequenza overtone di 66,866 MHz che non ha concesso possibilità di scelta ed infatti si è così operato:

a) frequenza di uscita = 144-146 MHz
 b) frequenza del quarzo = 133,732 MHz (= 66,866 x 2)

c) frequenza del discriminatore:
 144.000 - 133.732 = 10.268 kHz
 146.000 - 133.732 = 12.268 kHz
 in pratica si dovrà poterlo sintonizzare da 10 a 12 MHz.

Nella descrizione del circuito elettrico ci si riferisce allo schema di fig. 5.

T_1 è un transistor al silicio 2N918, che fa oscillare il quarzo alla sua frequenza overtone di 66,866 MHz. Il condensatore da 10 pF sull'emettitore regola la reazione dello stadio. Il circuito risonante

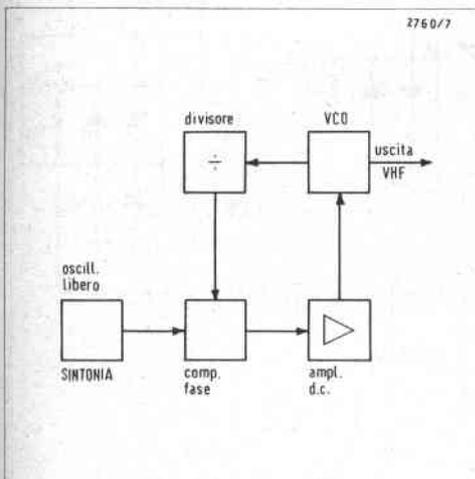
di collettore è provvisto di nucleo per regolarne finemente la frequenza. Segue un duplicatore a diodi al germanio, la cui uscita è accordata sulla seconda armonica del quarzo, dal circuito comprendente L_2 . Le prese su questa induttanza sono state determinate sperimentalmente avendo in mente il massimo trasferimento di energia non disgiunto da un Q ragionevole. F_1 è un MOSFET a doppia porta (gate), che funziona come mixer, sostituibile con un transistor bipolare se richiesto. Il circuito di collettore essendo molto smorzato è valido per entrambe le soluzioni ed ha la risposta classica del filtro di banda piatto per i 2 MHz di lavoro (da 10 a 12 MHz in questo caso).

Il transistor T_2 è un amplificatore di tensione, che pilota direttamente il discriminatore. A proposito di quest'ultimo circuito, si noti come esso sia diverso da quelli tradizionalmente adoperati nelle apparecchiature per MF o TV. È stato infatti riesumato lo schema originario con accordo sfalsato. Infatti L_6 e C_1 dovranno risuonare, per tutta la escursione richiesta, qualche centinaio di kHz più in alto rispetto alla frequenza di L_7 e C_2 (o viceversa). La comodità di questa soluzione risiede nel fatto che C_1 e C_2 hanno un estremo a massa, per cui essi possono venire unificati in un condensatore variabile unico, a due sezioni del tipo radio.

Il mercato offre una varietà pressochè infinita di modelli: il tipo radio, avendo due sezioni a capacità diversa si presta ottimamente a far funzionare due circuiti risonanti a frequenze sfalsate. Le induttanze L_6 ed L_7 dovranno essere schermate fra loro, i diodi al germanio D_3 e D_4 , attraverso il filtro passa basso d'uscita, pilotano gli ingressi dell'amplificatore d.c.

L'amplificatore d.c. è costituito da due operazionali $\mu A709$ protetti con diodi in ingresso e con « offset » regolato da P_1 . In effetti almeno sulla carta, basterebbe un solo stadio per ottenere il guadagno richiesto. La soluzione adottata, utilizzando un guadagno individualmente più basso, migliora la stabilità complessiva ad un costo quasi irrilevante. La costante di tempo del circuito di reazione del secondo operazionale, essendo di 0,3 secondi è un compromesso tra stabilità ed efficacia di filtraggio. L'uscita di questo stadio, attraverso una resistenza di valore molto alto, è collegata al varicap dell'oscillatore VHF chiudendo in tal

Fig. 2b - Oscillatore a comparazione di fase con divisore.



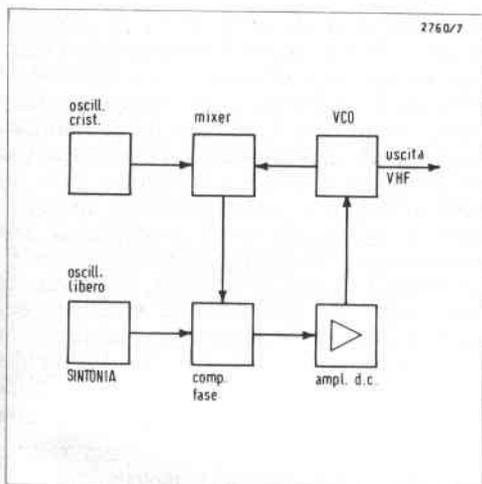


Fig. 2a - Oscillatore a comparazione di fase con mixer.

frequenza VHF segue entro una frazione di Hz quella dell'oscillatore basso, nel sistema a confronto di frequenza saranno necessarie alcune decine di Hz di deviazione prima che il sistema di controreazione diventi operante.

In certe applicazioni derivate incontrollate di questo tipo sono inaccettabili: si ha la sensazione però, che generalmente stabilità del citato ordine di grandezza siano sufficienti.

Per verificare la realizzabilità e le difficoltà proprie del sistema, è stato costruito il prototipo che verrà ora descritto in qualche dettaglio. Non essendosi, nel prototipo, tenuto in alcun conto il lato economico, si pensa che il circuito elettrico possa essere semplificato in alcuni punti senza alterarne sensibilmente le caratteristiche quando il fattore economico sia invece preponderante.

2. Schema a blocchi e descrizione del circuito

Uno schema a blocchi con l'indicazione delle frequenze in gioco è quello di fig. 4. Pur essendo il principio di vasta applicabilità, si è pensato che realizzando il prototipo sulla banda 144-146 MHz intensivamente usata dai radioamatori, una vasta schiera di utenti avrebbe eventualmente tratto immediato profitto dal dispositivo.

Fissata la banda di frequenza di uscita 144-146 MHz) si pone il problema della scelta della frequenza, meglio, della banda di frequenze sulla quale far lavorare il discriminatore. La frequenza del quarzo si otterrà come di solito per differenza. Nel caso in esame era disponibile un quarzo sulla frequenza overtone di 66,866 MHz che non ha concesso possibilità di scelta ed infatti si è così operato:

a) frequenza di uscita = 144-146 MHz
 b) frequenza del quarzo = 133,732 MHz (= 66,866 x 2)

c) frequenza del discriminatore:
 144.000 - 133.732 = 10.268 kHz
 146.000 - 133.732 = 12.268 kHz
 in pratica si dovrà poterlo sintonizzare da 10 a 12 MHz.

Nella descrizione del circuito elettrico ci si riferisce allo schema di fig. 5.

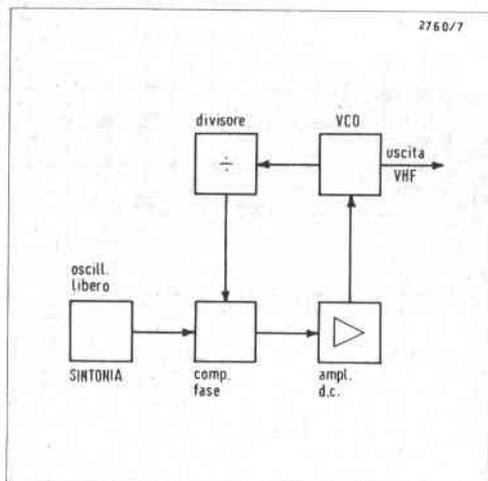
T_1 è un transistor al silicio 2N918, che fa oscillare il quarzo alla sua frequenza overtone di 66,866 MHz. Il condensatore da 10 pF sull'emettitore regola la reazione dello stadio. Il circuito risonante

di collettore è provvisto di nucleo per regolarne finemente la frequenza. Segue un duplicatore a diodi al germanio, la cui uscita è accordata sulla seconda armonica del quarzo, dal circuito comprendente L_2 . Le prese su questa induttanza sono state determinate sperimentalmente avendo in mente il massimo trasferimento di energia non disgiunto da un Q ragionevole. F_1 è un MOSFET a doppia porta (gate), che funziona come mixer, sostituibile con un transistor bipolare se richiesto. Il circuito di collettore essendo molto smorzato è valido per entrambe le soluzioni ed ha la risposta classica del filtro di banda piatto per i 2 MHz di lavoro (da 10 a 12 MHz in questo caso).

Il transistor T_2 è un amplificatore di tensione, che pilota direttamente il discriminatore. A proposito di quest'ultimo circuito, si noti come esso sia diverso da quelli tradizionalmente adoperati nelle apparecchiature per MF o TV. È stato infatti riesumato lo schema originario con accordo sfalsato. Infatti L_6 e C_1 dovranno risuonare, per tutta la escursione richiesta, qualche centinaio di kHz più in alto rispetto alla frequenza di L_7 e C_2 (o viceversa). La comodità di questa soluzione risiede nel fatto che C_1 e C_2 hanno un estremo a massa, per cui essi possono venire unificati in un condensatore variabile unico, a due sezioni del tipo radio.

Il mercato offre una varietà pressoché infinita di modelli: il tipo radio, avendo due sezioni a capacità diversa si presta ottimamente a far funzionare due circuiti risonanti a frequenze sfalsate. Le induttanze L_6 ed L_7 dovranno essere schermate fra loro, i diodi al germanio D_3 e D_4 , attraverso il filtro passa basso d'uscita, pilotano gli ingressi dell'amplificatore d.c. L'amplificatore d.c. è costituito da due operazionali $\mu A709$ protetti con diodi in ingresso e con « offset » regolato da P_1 . In effetti almeno sulla carta, basterebbe un solo stadio per ottenere il guadagno richiesto. La soluzione adottata, utilizzando un guadagno individualmente più basso, migliora la stabilità complessiva ad un costo quasi irrilevante. La costante di tempo del circuito di reazione del secondo operazionale, essendo di 0,3 secondi è un compromesso tra stabilità ed efficacia di filtraggio. L'uscita di questo stadio, attraverso una resistenza di valore molto alto, è collegata al varicap dell'oscillatore VHF chiudendo in tal

Fig. 2b - Oscillatore a comparazione di fase con divisore.



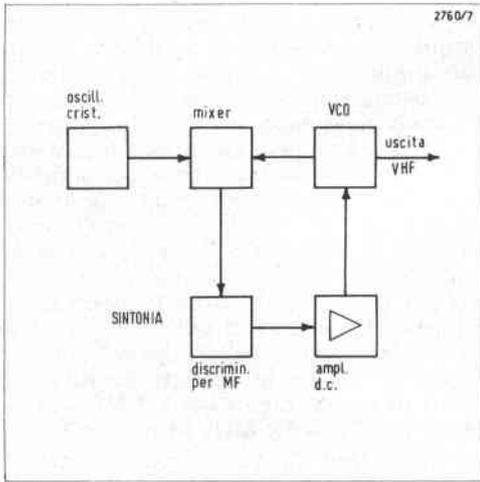
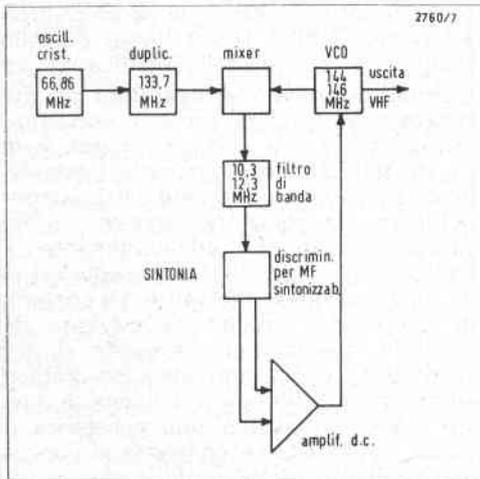


Fig. 3 - Schema a blocchi del sistema a confronto di frequenza.

Fig. 4 - Schema a blocchi numerico per la banda 144-146 MHz.



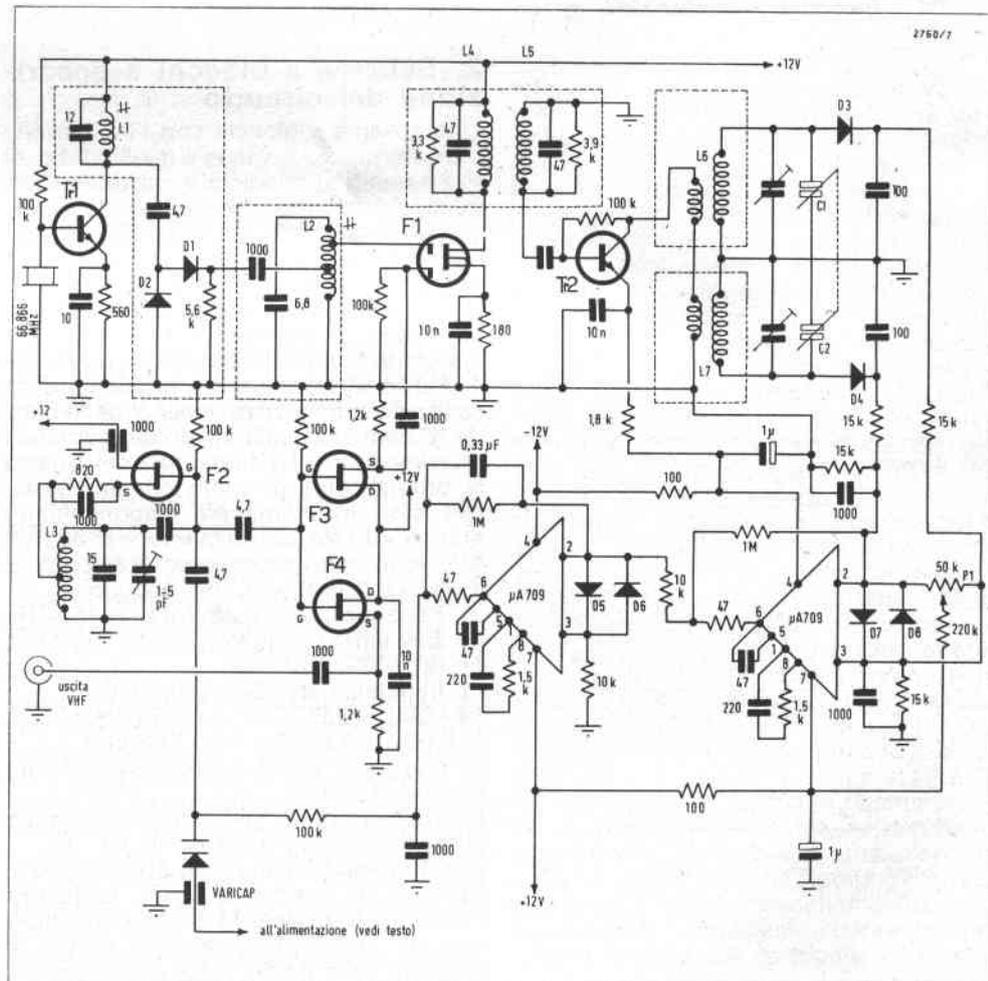
modo il circuito. Il FET F_2 è un oscillatore semplice, senza particolari attributi se non quello di fornire un'uscita sinusoidale. La sua frequenza di oscillazione, quando la maglia è chiusa, non dipende da esso se non in minima parte. F_3 ed F_4 sono separatori-traslatori di impedenza. È probabile che nessuno dei due sia realmente necessario nel caso di un progetto industriale; nel prototipo è risultato utile averli in circuito per poter fare misure di frequenza e di tensioni RF.

3. Messa a punto

La cosa più importante in questo circuito è riconoscere l'andamento frequenza-ampiezza del complesso discriminatore-amplificatore d.c.

Da esso dipende infatti il modo di collegare il varicap, che ovviamente dovrà agire nel senso da opporsi e non esaltare le derive di frequenza. Il controllo viene fatto iniettando l'uscita di un generatore di segnali all'ingresso di T_2 e leggendo la tensione applicata al varicap con un comune tester. In particolare si sintonizzerà il discriminatore al centro della sua escursione e, agendo sul potenziometro P_1 si porterà a zero la tensione d.c. letta sul voltmetro. Se ora il livello di uscita del generatore di segnali viene regolato a qualche mV, spostando la frequenza dello stesso verso l'alto (verso i 12 MHz nel caso in esame) si dovrà notare una

Fig. 5 - Schema elettrico completo.



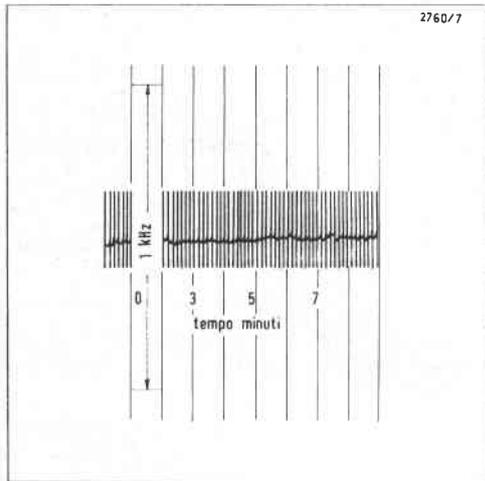
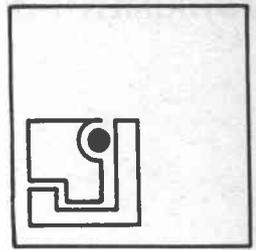


Fig. 6a - Tracciato stabilità a breve termine.

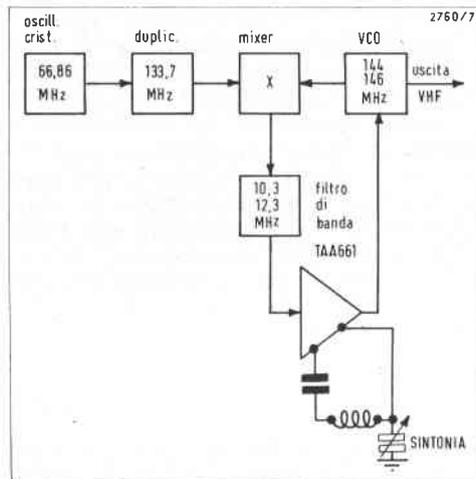


Fig. 7 - Schema a blocchi del circuito a confronto di frequenza con discriminatore integrato.

brusca deviazione dell'ago del tester verso i valori positivi o negativi. Il modo di collegare il varicap, tenendo conto di quanto precede, è indicato nella tabella 1. Se l'intervento del varicap è errato non sarà ovviamente mai possibile ottenere l'aggancio di frequenza.

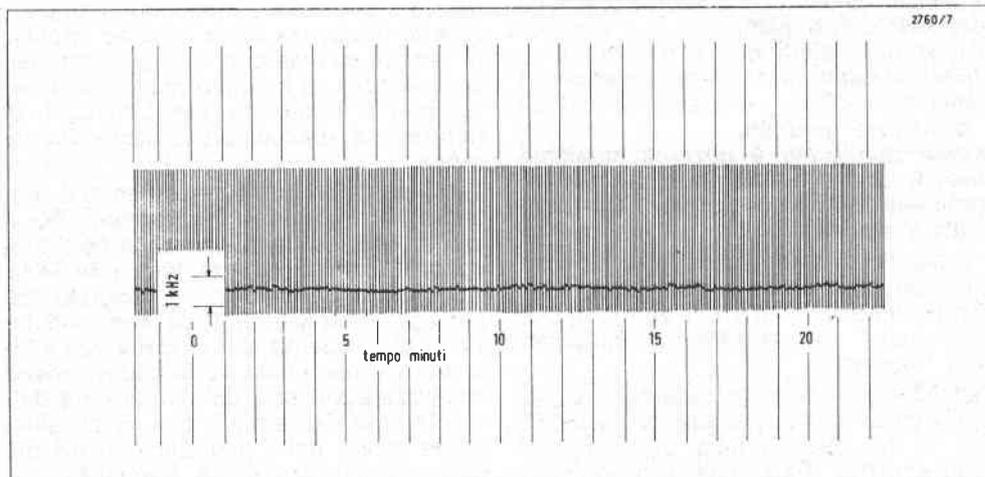
Altri punti di taratura dovranno permettere a T_1 di oscillare, ad L_2 di duplicare, ad L_4 ed L_5 di avere la curva classica del filtro passa banda ed al discriminatore di avere la curva ad S come prescritto. I metodi e le tecniche di accertamento sono ovvie per cui non si insisterà su questo punto. Una sicura misura per misurare l'avvenuto aggancio di frequenza è quella di leggere con contacigli la frequenza di uscita del VCO. Essa dovrà variare agendo sulla sintonia del discriminatore e non, ad esempio, variando L_3 o C_3 . Molto più semplicemente la stessa indicazione potrà essere ottenuta leggendo la tensione d'uscita dell'amplificatore d.c. Per tutta l'escursione del discriminatore la tensione dovrà variare di 6-8 Volt (da -4 a +4 V per esempio).

4. Risultati e conclusioni

Nelle figure 6a e 6b sono tracciate le stabilità a breve e medio termine. La stabilità di frequenza a breve termine (qualche minuto) può considerarsi migliore di ± 15 Hz, mentre quella a medio termine migliore di ± 100 Hz. Le misure sono state fatte usando un contacigli HP collegato ad un convertitore digitale-analogico la cui uscita era registrata da un comune registratore a penna. Si noti che il tracciato è in effetti una successione di punti di campionatura (« sampling ») dovendosi considerare valido ai fini della misura solo il periodo in cui le cifre del contacigli erano ferme. Si intende che le misure sono state fatte a temperatura relativamente costante e che le alimentazioni erano ottenute da buoni alimentatori stabilizzati. La purezza spettrale è molto buona (in effetti l'unico segnale spurio può essere quello a 133,7 MHz che non è difficile da isolare con una schermatura efficiente).

La tensione RF di uscita, perfettamente sinusoidale, è di circa 0,25 V efficaci su 50 Ω . Il prototipo è stato montato su tre telaietti stampati (il primo comprende l'oscillatore a quarzo, il duplicatore, il mixer e T_2 ; il secondo contiene il discrimi-

Fig. 6b - Tracciato della stabilità a medio termine.



minatore, mentre il terzo alloggia l'amplificatore d.c.), mentre tutta la parte a VHF è stata montata entro una scatola stagnata TEKO Professional piccola.

Ovviamente non si esclude la possibilità di montare tutto il circuito su una unica piastra stampata più semplice e più razionale. Si è anche accennato al fatto che il circuito potrà essere semplificato in certi punti senza danno.

Nel corso delle prove si è pensato che, dopo tutto, il discriminatore e l'amplificatore d.c. potevano essere sostituiti da moderni integrati come il TAA661 della S.G.S., che possono rivelare direttamente la MF fino a frequenze di 60 MHz, con guadagni di tensione di circa 1000. Lo schema a blocchi di un circuito così concepito e realizzato a livello di prototipo è mostrato in fig. 7. Va detto che la semplificazione circuitale peggiora la stabilità di frequenza di un fattore 4 o 5; molto se si vuole, ma non tanto da dovere scartare a priori questa soluzione semplificata.

Descrizione delle induttanze e componenti vari

L_1 = 6 spire serrate filo smaltato 0,5 mm. Supporto di 6 mm con nucleo.

L_2 = 4 spire e filo stagnato 1 mm. Supporto 6 mm. Lunghezza avvolgimento 8 mm con prese alle spire 2,5 e 3,5. Con nucleo.

L_3 = 4 spire filo stagnato 1 mm in aria. Diametro avvolgimento 6 mm. Lunghezza 14 mm. Presa a 1,5 spire.

L_4, L_5 = 40 spire serrate filo 0,32 mm smaltato. Supporto di 5 mm con nucleo. Distanza fra le due 14 mm. Contenute entro lo stesso schermo.

L_6, L_7 = 55 spire serrate filo smaltato 0,32 mm. Supporto 6 mm. Primario: 7 spire serrate stesso filo avvolte sopra al secondario. Senza nucleo.

T_1, T_2 = 2N918.

F_1 = RCA 40673 MOSFET oppure 2N918.

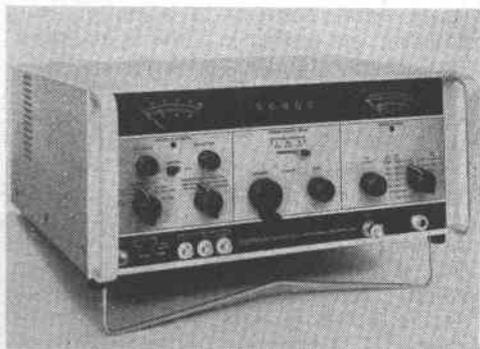
F_2, F_3, F_4 = 2N3819 o simili.

D_1, D_2, D_3, D_4 = Diodi al germanio tipo 1N34 o simili.

D_5, D_6, D_7, D_8 = Diodi al silicio tipo 1N914 o simili.

Un nuovo generatore di segnali AM-FM con contatore di frequenza incorporato

La ditta Logimetrics di New York, ha aggiunto un apparecchio ancora più avanzato alla già numerosa famiglia dei suoi



generatori di segnali di precisione.

Il nuovo modello 750 che è naturalmente realizzato tutto con componenti allo stato solido può infatti coprire il campo di frequenza da 9,5 MHz a 520 MHz (fino a 1040 MHz con duplicatore) con una precisione di taratura da $\pm 0,001\%$ a $\pm 0,05\%$, almeno dieci volte superiore a quella dei normali generatori di segnali a quadrante graduato.

Questa precisione è ottenuta mediante l'uso di un frequenziometro digitale incorporato che ha cinque cifre LED (light emitting diodes).

Il comando di frequenza è ottenuto con una manopola senza graduazione fortemente demoltiplicata e un verniero che consentono una regolazione finissima della frequenza.

L'eccellente stabilità di frequenza, il valore elevato della tensione di uscita (1 Volt $\pm 1/2$ dBm in tutta la gamma di frequenza con attenuatore di precisione)

Tabella 1.

	VARICAP	
	ANODO	CATODO
Tensione d.c. d'uscita va verso i valori negativi	al - 12	Al circuito RF
Tensione d.c. d'uscita va verso i valori positivi	Al circuito RF	al + 12

Valida per frequenze del generatore di segnali, crescenti rispetto allo zero del discriminatore.

Ringraziamento

Un cordiale grazie al Prof. G. Sinigaglia per i consigli e le discussioni sempre utilissime. Il lavoro è stato effettuato col contributo del C.N.R. utilizzando le apparecchiature del Laboratorio di Radioastronomia di Bologna.

e il basso contenuto di armoniche dell'oscillazione sono altre delle caratteristiche notevoli dell'apparecchio.

Si deve ricordare anche che questo generatore può essere modulato in ampiezza e in frequenza come pure ad impulsi, in tutta la gamma con lettura diretta della profondità di modulazione e della deviazione di frequenza, senza bisogno di ricorrere a speciali procedimenti di taratura.

Tutti i contatori Logimetrics hanno il contatore di frequenza incorporato. Tra i vari modelli esistenti ricorderanno il modello 921 per frequenza fino a 80 MHz, solo AM, a basso costo, il modello 950 analogo al modello 921 ma con modulazione di frequenza e il modello 925 « Signallock » nel quale la frequenza viene stabilizzata a mezzo del contatore e della sua base dei tempi il che dà al generatore molte delle possibilità di un più costoso sintetizzatore di frequenza.

Luce stroboscopica

G. Kuhn

Come animare discoteche, riunioni e feste con un sistema di illuminazione, che opportunamente modificato, può essere usato nei contagiri senza contatto. Come dire genio a sregolatezza...

1. Generalità

Non esistono limiti alla fantasia quando si cercano nuove attrazioni per trattenimenti, feste, sale da ballo o discoteche. Agli impianti stereofonici di potenza sempre maggiore si sono aggiunte luci psichedeliche che lampeggiano al ritmo della musica, sorgenti invisibili o quasi di luce ultravioletta che suscita fosforescenze e colorazioni impensabili e ora (è l'apparecchio che descriviamo) anche sorgenti di luce stroboscopica, cioè cadenzate a una frequenza molto bassa, il cui periodo è superiore alla persistenza della immagine sulla retina: gli oggetti in movimento, illuminati con questo sistema, sembrano muoversi a singhiozzo, oppure sembrano moltiplicati. Se poi l'oggetto in movimento è la propria persona, ci si accorge di non poter più valutare correttamente le distanze, con tutte le immaginabili conseguenze del caso: bicchieri rovesciati, urtoni. Una curiosa esperienza, a patto che non duri troppo a lungo.

2. Descrizione dell'apparecchio

La sorgente luminosa necessaria per seguire la cadenza richiesta di accensioni e spegnimenti deve essere un tubo a scarica nel gas.

La soluzione più economica, è costituita da un tubo a Xenon del tipo usato per fotografare col lampo elettronico (Fig. 1-2-3).

Queste lampade hanno normalmente forma cilindrica: le più piccole sono rettilinee, quelle di maggior energia sono piegate a forma di U o avvolte in una spirale più o meno fitta. L'involucro di solito è di quarzo con due elettrodi alle estremità. Lo Xenon viene preferito ad altri gas, quali Neon, Elio, Cripton, per il colore praticamente bianco della luce emessa e per il maggiore rendimento luminoso. All'esterno del tubo è avvolto un sottile filo conduttore che permette

di ionizzare il gas contenuto all'interno quando è applicato un impulso di tensione sufficiente fra questo e uno degli elettrodi principali. Per questo motivo si abbassa notevolmente la tensione necessaria fra gli elettrodi principali, per far circolare una corrente sostanziale.

Praticamente si applica agli elettrodi del tubo un condensatore caricato a una tensione inferiore a quella d'innescò propria del tubo (che è sempre dell'ordine di qualche migliaio di volt). Con un circuito a tiristore ed un piccolo trasformatore elevatore, si produce un impulso di ampiezza di almeno 5 kV e di durata di qualche microsecondo, che viene applicato fra l'elettrodo esterno e uno degli elettrodi principali. La ionizzazione del gas prodotta dal campo elettrico dell'impulso rende il tubo conduttore e il condensatore può scaricare in esso la sua energia. La scarica dura fino a quando la corrente circolante nel tubo non cade al disotto di un certo valore minimo.

A partire dal momento di deionizzazione del gas, si può ricaricare il condensatore e ripetere il ciclo.

I punti da considerare nel progetto di questo circuito sono i seguenti:

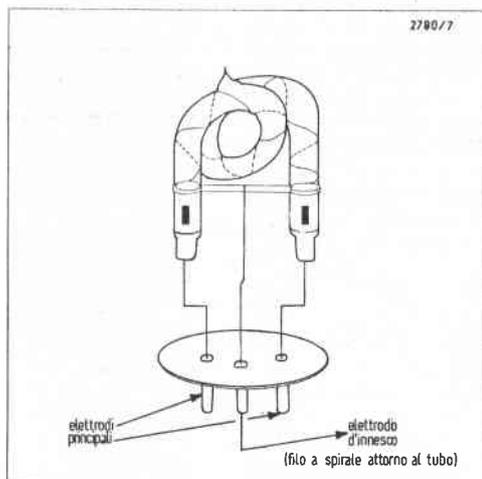
1) i tubi a Xenon adatti all'applicazione che stiamo esaminando sono caratterizzati da un valore massimo di energia per scarica e da un valore di dissipazione massima. Quest'ultimo dato dipende evidentemente dall'energia di scarica e dalla frequenza di ripetizione di queste. Nessuno dei due valori deve essere sorpassato, se si vuole evitare una drastica riduzione della durata del tubo per surriscaldamento e annerimento causato dall'evaporazione degli elettrodi.

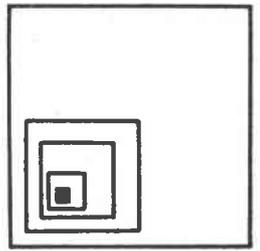
2) l'energia di ogni scarica è approssimativamente uguale all'energia immagazzinata nel condensatore. Come è noto, essa si esprime in Joule (J), ovvero in Watt-secondo (Ws). Queste due unità sono equivalenti. L'energia E immagazzinata è proporzionale alla capacità del condensatore (C) ed al quadrato della tensione di carica (V):

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad \text{Joule}$$

La potenza P dissipata nel tubo è pari (in Watt) al prodotto dell'energia di ogni

Fig. 1 - Tubo a Xenon FT-118 ($E_{\max} = 100 \text{ J}$).





scarica per il numero di scariche al secondo, cioè alla frequenza (f)

$$P = Ef = \frac{1}{2} fCV^2 \quad \text{Watt}$$

3) Generalmente i tubi per flash elettronici impiegati in fotografia consentono un'energia massima intorno ai 100 J e una dissipazione di circa 10 W. Ciò significa che la massima energia, e quindi illuminazione, si può sfruttare solo intervallando le scariche di almeno 10 secondi ($f = 0,1$ Hz). Nella nostra applicazione invece si desidera che la frequenza sia regolabile fra 2 e 20 Hz, in quanto si ricercano gli effetti speciali dell'illuminazione a impulsi: questo obbliga quindi a ridurre proporzionalmente l'energia della scarica. Per esempio abbiamo fatto delle prove con un tubo « mini-strobe » della società Illumination Industries Inc., che tollera una dissipazione di 15 W, alimentandolo con un condensatore di 8 μ F caricato a circa 500 V. L'energia per scarica è un po' inferiore a 1 J (in quanto il condensatore non può scaricarsi completamente nel tubo, a causa della tensione di arco e della corrente minima di mantenimento della ionizzazione). Con una frequenza di ripetizione di 20 Hz il tubo raggiunge una temperatura di funzionamento che resta nei limiti di tolleranza.

4) Desiderando lavorare in regime ripetitivo come nel nostro caso, è necessario costruire gli impulsi ad alta tensione per l'innesco, alla frequenza desiderata. Il

sistema più semplice è quello di realizzare un oscillatore con un transistor unigiunzione, utilizzando gli impulsi a bassa tensione prodotti, per innescare un piccolo tiristore, che a sua volta scarica un condensatore nel primario di un trasformatore elevatore, il cui secondario è collegato all'elettrodo d'innesco del tubo a Xenon.

Cominciamo dall'oscillatore (vedi Fig. 4), che è del tipo a rilassamento: inizialmente il condensatore C_1 è scarico; a tensione applicata, l'emettitore del transistor unigiunzione è polarizzato inversamente e pertanto non in condizione di condurre. Mentre C_1 si carica attraverso la resistenza R_1 , la tensione sull'emettitore cresce esponenzialmente. Quando vi raggiunge la tensione di commutazione (ciò avviene quando l'emettitore diventa polarizzato in senso diretto) per un fenomeno a valanga il condensatore si scarica attraverso la base-uno, dopo di che il ciclo si ripete. La frequenza generata f è approssimativamente calcolabile con la formula

$$f = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

Come si vede, se si desidera una variazione, per esempio, fra 2 e 20 Hz, per un dato condensatore occorre variare la resistenza di un fattore 10.

L'impulso generato dall'oscillatore è sufficiente a porre in conduzione il tiristore che a sua volta scarica il condensatore C_2 (caricato a circa 250 V tramite il

partitore resistivo sull'alimentazione) nel primario del trasformatore elevatore, il quale deve avere un rapporto (non critico) di circa 1 :30. Sul secondario si riscontra pertanto un impulso a bassa energia (qualche millesimo di Joule) e alta tensione (parecchi kilovolt), più che sufficiente a provocare l'innesco della scarica principale (C_3) nel tubo. Il trasformatore elevatore, generalmente di piccole dimensioni, può essere acquistato dallo stesso fabbricante del tubo e anzi, il « mini-strobe » citato prima, è già munito di uno zoccolo octal che contiene il trasformatore d'innesco. Un'altra possibilità è costituita dall'usare una comune bobina di accensione da automobile (ma l'ingombro è notevole). Il trasformatore può anche essere costruito, avvolgendo su un piccolo nucleo in ferite, cilindrico o a tazza, circa 35 spire di filo di rame smaltato $\varnothing 0,4$ mm come primario e un migliaio di spire dello stesso filo $\varnothing 0,07$ mm come secondario. Per un buon funzionamento del trasformatore è necessario intercalare qualche spessore di carta incerata fra gli strati del secondario e procedere in seguito all'imregnazione con araldite o altro composto isolante.

Il tubo a Xenon va montato in un proiettore di tipo fotografico, mentre il trasformatore d'innesco, se possibile, va montato poco discosto dal tubo. L'insieme può essere chiuso in una scatola che contiene il circuito, o collegato ad esso mediante un cavo a tre conduttori. 5) Rimane da dire qualche cosa sull'ali-

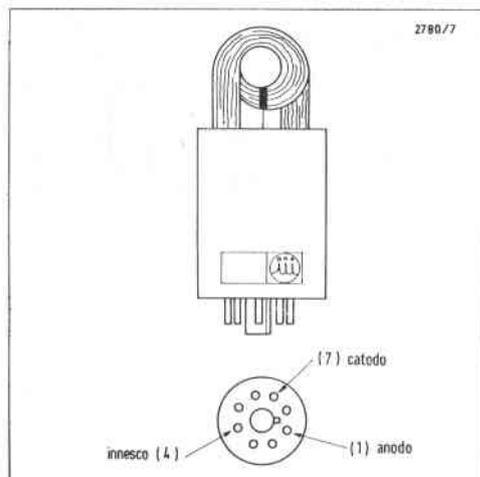


Fig. 2 - Tubo Mini-Strobe con trasformatore d'innesco incorporato ($E_{max} = 125$ J).

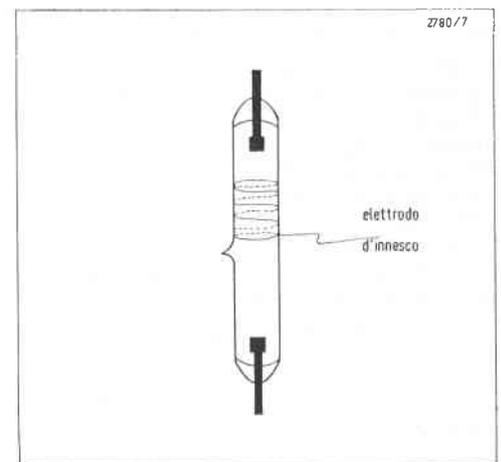


Fig. 3 - Tubo a Xenon FT-30 ($E_{max} = 10$ J).

mentazione. Noi abbiamo fatto il primo montaggio facendo uso di un trasformatore convenzionale per radiorecettore a valvole, in cui il secondario ad alta tensione fornisce 450 V a presa centrale, con una quarantina di milliampère. Abbiamo ignorato la presa centrale e previsto il raddrizzamento a una semionda dell'intera tensione (Fig. 4).

Questo sistema dà la sicurezza di certo spegnimento, quando il tubo è in fase di scarica, perchè durante le semionde di non-conduzione del diodo, la tensione applicata si interrompe sicuramente per 10 ms, tempo largamente sufficiente per la deionizzazione del gas contenuto nel tubo.

In un secondo montaggio (Fig. 5) abbiamo eliminato il trasformatore di alimentazione per diminuire peso e ingombro dell'apparecchio, e si è proceduto direttamente al raddrizzamento a una semionda con duplicazione della tensione di rete a 220 V. Anche così il risultato è stato soddisfacente.

In entrambi i casi il condensatore C_3 si carica a circa 500 V, che non costituisce proprio il valore di cresta della tensione alternata in quanto, dopo il raddrizzamento, esiste un divisore resistivo che fornisce le tensioni necessarie al funzionamento dell'oscillatore e del circuito d'innesco. Il condensatore C_3 era realizzato nel primo caso da due condensatori elettrolitici da $16 \mu\text{F}/500 \text{ V}$ posti in serie, con resistenze equilibratrici e nel secondo da un singolo condensatore a carta metallizzata da $10 \mu\text{F}/630 \text{ V}$ del tipo usato per l'avviamento di piccoli motori sincroni monofase: dello stesso tipo è anche il condensatore del duplicatore di tensione, da $4 \mu\text{F}/400 \text{ V}$.

In un terzo montaggio (Fig. 6) abbiamo impiegato il piccolo tubo a Xenon a bassa tensione, FT-30, specialmente destinato all'uso nei contagiri stroboscopici. Per questo abbiamo semplicemente raddrizzato a una semionda la tensione di rete a 220 V, caricando il condensatore C_3 di $10 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ a circa 300 V. L'energia di scarica è di circa 0,5 J, ancora sufficiente a dare una buona illuminazione nel raggio di qualche metro.

La tensione di alimentazione dell'oscillatore deve essere di una trentina di Volt con buon filtraggio per ottenere una corretta stabilità di frequenza. In tutti i montaggi si è ottenuta sul divisore resi-

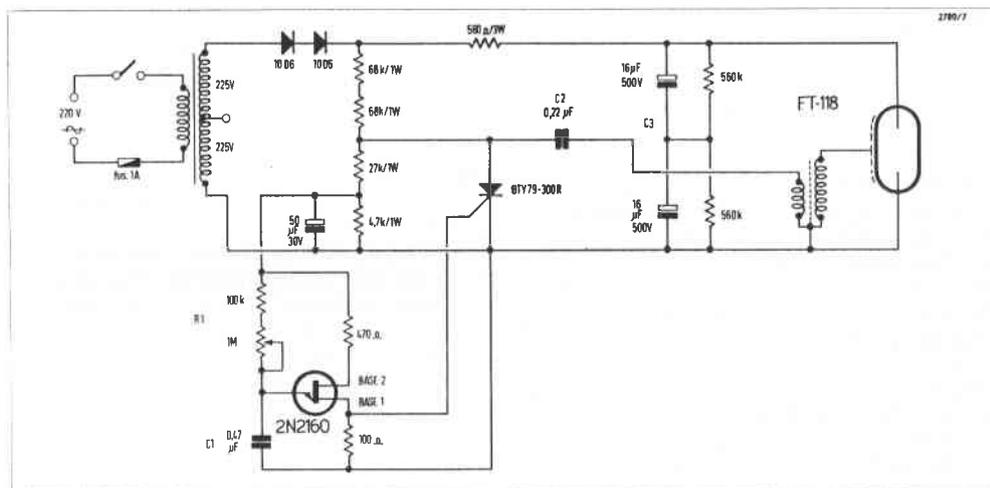
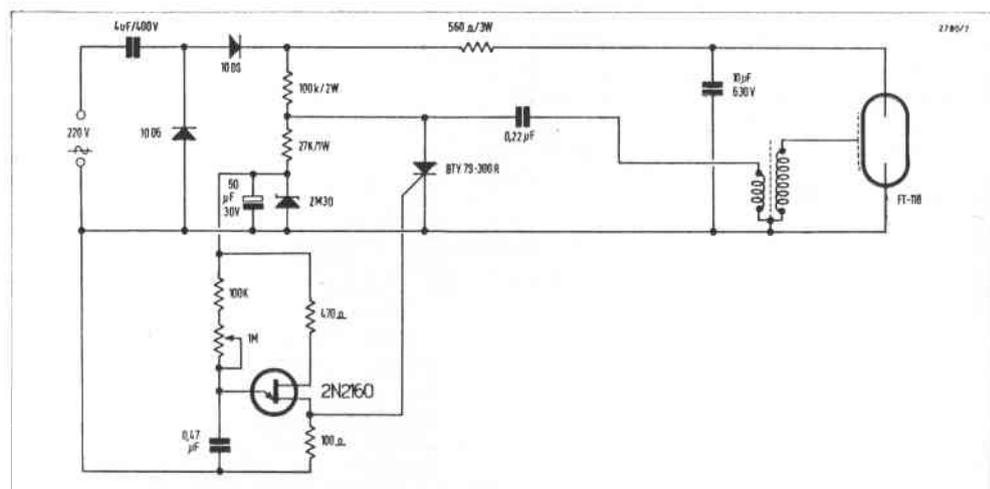
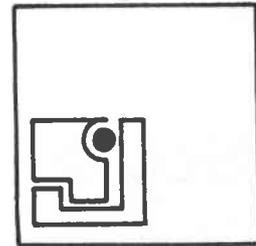


Fig. 4 - Circuito con alimentazione a trasformatore.

Fig. 5 - Circuito con duplicatore di tensione di rete.





stivo, con l'uso di una resistenza o di un diodo Zener da 30 V (ciò che assicura una stabilità di frequenza ancora migliore). Il filtraggio è assicurato da un condensatore elettrolitico di alto valore.

3. Trasformazione in contagiri stroboscopico

Un contagiri di questo tipo è molto utile perchè non richiede alcun accoppiamento meccanico con l'oggetto di cui si vuole misurare la velocità rotazionale. Questo comporta semplicità d'impiego e maggior precisione, in quanto non si carica minimamente l'oggetto.

Il principio di funzionamento è ben noto: se si illumina per impulsi un oggetto rotante, quando la frequenza d'illuminazione è esattamente uguale al numero dei giri al secondo dell'oggetto, quest'ultimo appare fermo. Naturalmente lo stesso accade se l'oggetto ruota a velocità multiple (doppia, tripla, ecc.), ma non è molto difficile eliminare l'incertezza con un po' di pratica. Naturalmente se l'oggetto non ha una forma da cui si può facilmente giudicare la posizione (un semplice asse, o un ingranaggio per esempio) basterà contrassegnarlo con un tratto di gessetto, una pennellata di vernice o un pezzo di nastro adesivo.

Se n è il numero dei giri/minuto dell'oggetto e f la frequenza di illuminazione in Hz, la condizione di immobilità avviene quando

$$f = \frac{n}{60}$$

È sufficiente quindi conoscere f per determinare n .

Se pertanto, nel circuito che abbiamo descritto, si procede ad una calibrazione del potenziometro che varia la frequenza, abbiamo realizzato un contagiri stroboscopico. Il terzo montaggio si presta particolarmente bene allo scopo. Se si vuole realizzare un apparecchio per una gamma estesa di velocità, occorre però procedere ad alcune modifiche (Fig. 7): — è meglio diminuire la capacità C_3 per evitare una dissipazione eccessiva a frequenze elevate: in ogni modo non occorre più una luce forte come nell'applicazione precedente, perchè si può avvicinare lo stroboscopio all'oggetto.

— non si può più raddrizzare una sola

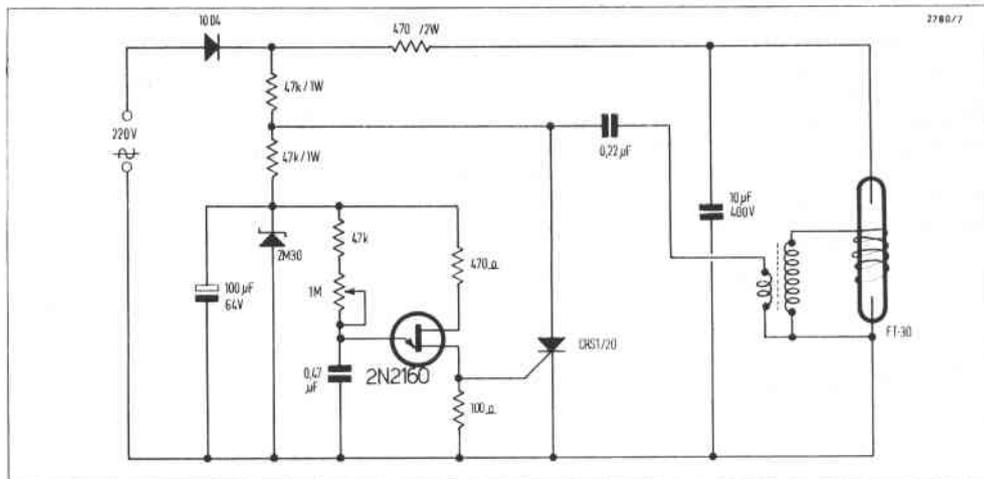


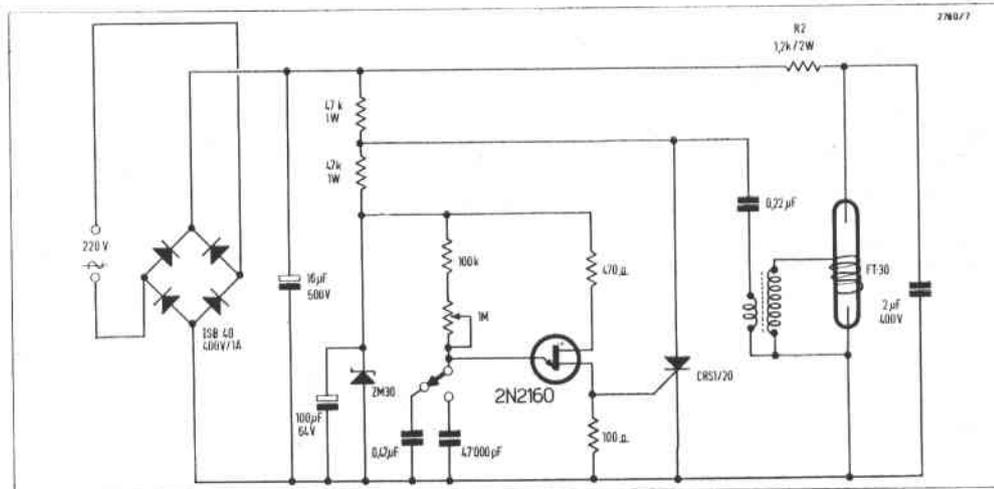
Fig. 6 - Circuito semplificato per tubo a bassa tensione.

semionda: alle frequenze più elevate C_3 non riuscirebbe a caricarsi fra un impulso e l'altro. Occorre raddrizzare e filtrare la tensione di rete e proporzionare R_2 affinché il tubo si estingua dopo ogni scarica.

— non si può superare di molto, per un buon funzionamento dell'oscillatore, un rapporto di frequenze comandato dal solo potenziometro di 1 : 10, al massimo 1 : 20. Conviene quindi prevedere un commutatore che metta in circuito dei condensatori di valore differente, se si desidera una gamma più estesa.

— il potenziometro deve essere munito di una manopola a indice, la cui scala può essere disegnata direttamente con valori di giri/minuto.

Fig. 7 - Stroboscopio.



Diffusore acustico con linea di trasmissione

Ripresa di un principio di funzionamento per suggerire un nuovo metodo di costruzione

A. R. Bailey - a cura di L. Cesone

Da quando, per la prima volta nel 1965, si parlò di diffusori acustici con linea di trasmissione ad assorbimento, l'interesse per questo nuovo ed interessante tipo di diffusore ha iniziato a segnare un progressivo e sempre continuo accrescimento.

La struttura essenziale di un diffusore del tipo suddetto è riprodotta in figura 1. Con riferimento a tale figura, si noti che la radiazione acustica proveniente dal settore retrostante il cono dell'altoparlante si diffonde attraverso un condotto acustico opportunamente riempito con materiale a bassa densità e dotato di spiccate caratteristiche di assorbimento acustico; gli assorbenti acustici a struttura fibrosa quali, per esempio, l'ovatta di cotone ed il capok sono molto adatti per l'impiego precedentemente suggerito. Si noti che il fenomeno di assorbimento del suono esercitato da tali materiali tende a diminuire mano a mano che la frequenza associata con la radiazione acustica si avvia verso valori più bassi.

In linea generale è cosa alquanto difficile riuscire ad ottenere un fenomeno di assorbimento soddisfacente della radiazione acustica quando la lunghezza del percorso sonoro è inferiore ad un quarto della lunghezza d'onda della radiazione medesima considerata nello spazio libero; a questo proposito è possibile verificare sperimentalmente che per una frequenza di 30 Hz il limite delle condizioni specificate corrisponde ad un percorso di circa 2,7 metri.

Se la lunghezza del condotto acustico di un diffusore fosse inferiore alla misura indicata, i suoni di frequenza pari ed inferiore a 30 Hz raggiungerebbero senza subire alcuna attenuazione la terminazione aperta verso l'esterno del condotto medesimo. Si è potuto accertare che, conseguentemente al ritardo introdotto dal condotto, il suono proveniente da quest'ultimo non darà inizio ad un fenomeno di cancellazione della radiazione proveniente direttamente dalla zona frontale del cono dell'altoparlante, fintantoché l'effettiva lunghezza del condotto acustico si mantiene inferiore ad un sesto della lunghezza d'onda del segnale acustico considerato.

Sfruttando questo specifico comportamento è quindi possibile utilizzare la radiazione proveniente dalla terminazione aperta del condotto acustico per rinfor-

zare quella diffusa direttamente dalla parte frontale del cono dell'altoparlante; tutto ciò in presenza di frequenze particolarmente basse.

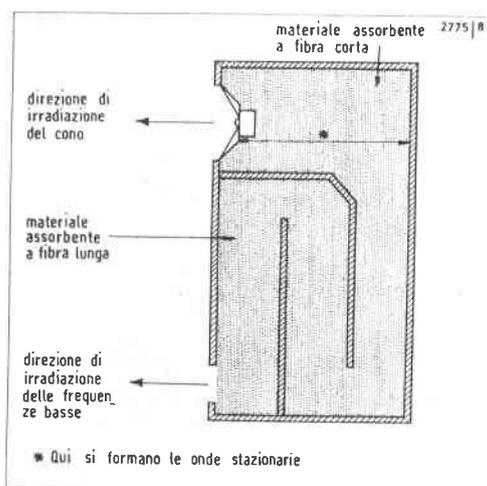
L'effetto del materiale assorbente di cui è riempito il condotto, è quello di abbassare la velocità di propagazione della radiazione sonora rispetto alla velocità da essa posseduta in aria libera. Tale fattore di riduzione deve essere compreso fra 0,7 e 0,8 per una determinata densità di riempimento; ciò consentirà al sistema acustico di operare in condizioni soddisfacenti.

Nel corso del progetto iniziale di questo particolare tipo di diffusore, si era riscontrato che le piegature nella struttura del condotto acustico causavano una indesiderata « colorazione » dei suoni, determinata in particolare dai gomiti della struttura specialmente nella parte posteriore del diffusore. L'entità del grado di « colorazione » introdotta da questo primo fenomeno di riflessione (che, ricordiamo, è sempre presente in normali diffusori a pareti piane) diventava abbastanza rilevante in corrispondenza della più alta frequenza di crossover pari a 1500 Hz. Evidentemente la soppressione di tale fenomeno avrebbe certamente migliorato la riproduzione eliminando un indesiderato fenomeno di eco.

Si ritenne quindi opportuno investigare attentamente sulla natura del fenomeno di « colorazione » ai fini di individuare con precisione le cause specifiche della sua generazione.

In un diffusore completamente chiuso di forma semplice, come per esempio quello illustrato in figura 2, un ideale impulso sonoro, generato all'interno del diffusore dal cono dell'altoparlante evidenzierà due componenti fondamentali: l'impulso diretto, irradiato frontalmente dal cono dell'altoparlante e diffuso verso l'esterno e l'impulso indiretto irradiato dalla parte posteriore del cono e diffuso verso l'interno del diffusore. Se si suppone che quest'ultimo impulso possieda le caratteristiche di un'onda piana, se si immagina cioè che il fronte di propagazione dell'informazione sonora si trasferisca nello spazio parallelamente rispetto alle pareti del diffusore considerato, il suono raggiungerà la parete di fondo, d'onde sarà riflesso verso il cono esattamente come se si trattasse di un impulso. Parte dell'energia associata verrà irradiata tramite

Fig. 1 - Struttura essenziale di un diffusore a linea di trasmissione.



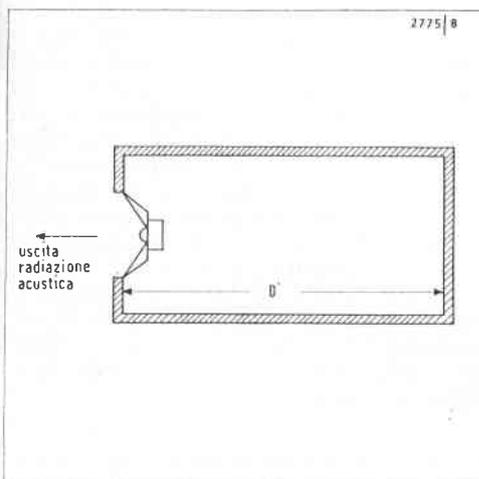
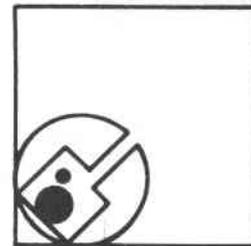


Fig. 2 - Struttura di un diffusore di tipo completamente chiuso.

il cono verso l'esterno, mentre la parte restante verrà riflessa in direzione opposta e cioè verso l'interno della cassa acustica considerata.

Il risultato di questo fenomeno di riflessione si concretizza nella presenza di una successione di impulsi a carattere stazionario e di intensità decrescente irradiati dal diffusore.

Il diagramma della radiazione acustica in uscita potrà quindi essere rappresentato mediante il diagramma riprodotto in figura 3. Se il fenomeno di riflessione operato dalla parete di fondo del diffusore viene modificato in modo tale da renderlo graduale anziché brusco, allora l'onda riflessa non si manifesterà più come impulso singolo, anche nel caso in cui l'impulso di partenza lo fosse, ma come un impulso la cui durata e la cui forma verrà a dipendere dalla natura e dalle caratteristiche del fenomeno di riflessione.

Tale comportamento potrà essere meglio compreso facendo riferimento alla figura 4. Vi è rappresentato schematicamente un particolare tipo di diffusore a forma triangolare; in questo caso il suono generato nella zona retrostante il cono dell'altoparlante risulta essere successivamente soggetto ad un fenomeno composto di riflessione, la prima componente della quale è dovuta al suono proveniente dai lati del cono, mentre la seconda componente è attribuita al suono proveniente dalla parte centrale. Qualora i percorsi di questi due distinti fenomeni di riflessione fossero assai diversi, il suono presente nel diffusore non potrà emergere come impulso unitario di breve durata e di natura discreta, ma piuttosto come impulso di lunga durata e di assai minore ampiezza, più simile ad un suono di basso livello e di natura continua piuttosto che ad un impulso. Quest'ultimo tipo di radiazione acustica è oggettivamente assai meno rilevabile da parte dell'orecchio di una serie di impulsi di ampiezza decrescente. I due aspetti del fenomeno sono rappresentati in forma grafica in figura 5 ed ivi comparati.

Naturalmente sarebbe assai meglio ai fini della fedeltà di riproduzione se si potesse provocare il completo assorbimento del suono da parte della parete inferiore del diffusore; il fatto che in pratica risulti impossibile raggiungere tale risultato, non esclude che sia della

massima importanza fare il miglior uso possibile del materiale assorbente all'interno del diffusore.

Verso una soluzione

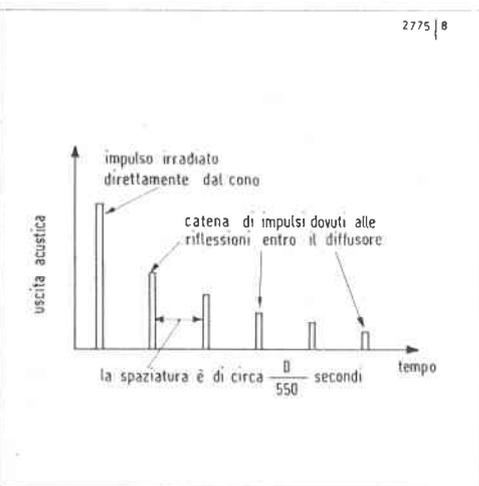
L'utilizzo di un altoparlante frontale con diffusione del suono secondo la normale al piano di fissaggio del cono, impone di indirizzare la radiazione acustica che si diffonde all'interno del diffusore secondo la direzione verticale, evitando di introdurre indesiderate riflessioni acustiche. Inoltre il sistema costruttivo deve essere quanto più possibile semplice onde mantenere basso il costo di realizzazione, pur presentando spiccate caratteristiche di robustezza. La rigidità meccanica del complesso acustico è infatti condizione indispensabile per ridurre entro limiti trascurabili i fenomeni di risonanza dei pannelli di legno che costituiscono le pareti del diffusore.

Dopo aver condotto vari esperimenti con diffusori di differente forma, si è scelta come più idonea la struttura riprodotta schematicamente in figura 6. Tale struttura presenta numerosi vantaggi rispetto al progetto iniziale.

Innanzitutto, il condotto acustico è del tipo a sezione triangolare, la qual cosa consente di ottenere una riproduzione limitatamente affetta da fenomeni di « colorazione » dovuti essenzialmente alle riflessioni; in secondo luogo la struttura costruttiva risulta molto semplice, tanto è vero che sono necessarie soltanto due suddivisioni interne. Terzo punto la parte frontale del diffusore ed il divisore interno di maggior superficie sono interamente solidali, con il vantaggio di ridurre sensibilmente eventuali fenomeni di risonanza acustica del pannello frontale. Infine, una struttura siffatta presenta una superficie frontale sufficientemente ampia da consentire l'applicazione di un altoparlante mid-range lateralmente al condotto acustico e lontano dall'altoparlante per la riproduzione dei bassi, nella zona retrostante del quale esistono pressioni interne notevolmente elevate che possono influenzare il funzionamento dell'altoparlante delle note centrali.

In pratica non si è ritenuto necessario impiegare un diffusore separato per contenere l'unità centrale (si noti tuttavia che si potrà ottenere un sensibile miglioramento rispetto alle condizioni speci-

Fig. 3 - Risposta ai fenomeni impulsivi di un diffusore del tipo illustrato in Fig. 2.



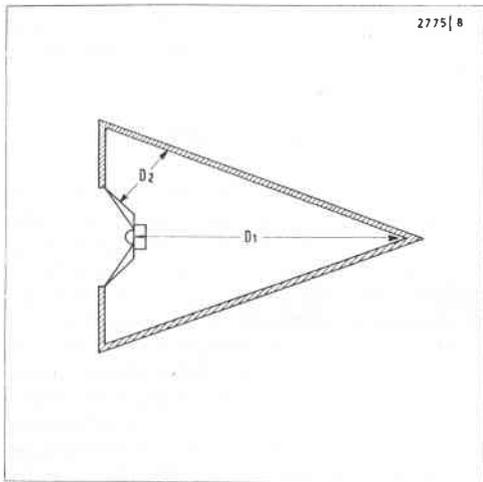
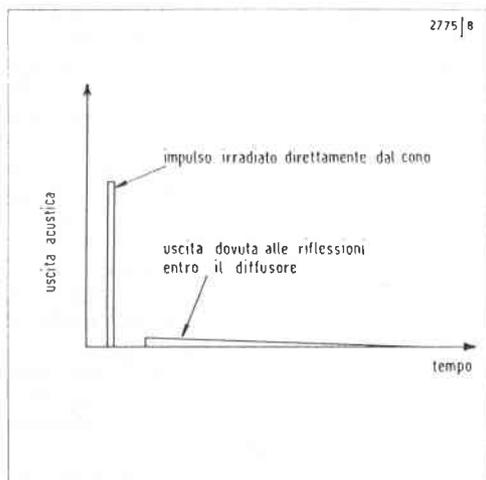


Fig. 4 - Struttura di un diffusore di tipo triangolare; è posta in evidenza la differente lunghezza dei percorsi di riflessione.

Fig. 5 - Rappresentazione approssimata del segnale in uscita da un diffusore di tipo triangolare eccitato mediante un segnale impulsivo.



ficate, applicando intorno all'altoparlante della banda centrale una opportuna protezione chiusa e piena di materiale assorbente). La struttura dei pannelli che realizzano le suddivisioni interne del diffusore sono chiaramente illustrati in figura 7. Per questo tipo di diffusore si raccomanda di utilizzare un sistema a tre vie (tre altoparlanti distinti). Incidentalmente, è opportuno far notare che parecchi tipi di altoparlanti qualificati per « alta fedeltà » sono tali solo nella qualificazione. Evidentemente la risposta di un altoparlante nei confronti della gamma di frequenze riproducibili rappresenta soltanto un aspetto delle caratteristiche globali, tanto è vero che, per esempio, la risposta nei confronti dei transienti è assai più importante dal punto di vista della valutazione generale delle caratteristiche.

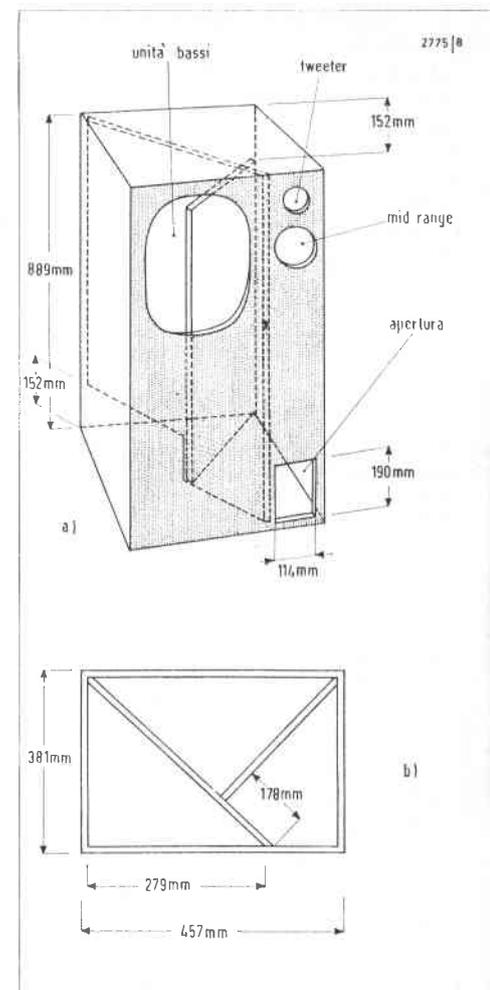
Prove di risposta impulsiva effettuate su altoparlanti opportunamente collegati ai fini di realizzare una lunga linea di trasmissione acustica, chiariscono assai bene questi aspetti del problema. Si noterà in tal caso che parecchi altoparlanti della catena acustica continueranno ad irradiare un' apprezzabile energia acustica anche 50 ms dopo l'istante di soppressione dell'impulso di eccitazione.

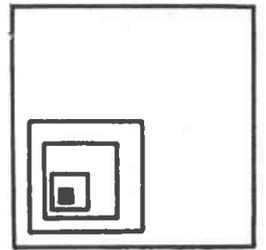
Gli altoparlanti prescelti per la realizzazione in oggetto devono essere notoriamente ottimi sotto l'aspetto della risposta ai transienti e disponibili in commercio dotati della loro specifica rete di crossover. Si badi infatti che il progetto delle reti crossover presenta notevoli difficoltà ed inoltre per ottenere risultati soddisfacenti non è possibile utilizzare reti crossover di impiego generico, ma occorre progettare reti specifiche strettamente in funzione del tipo di altoparlanti impiegati.

Riteniamo utile qualche considerazione a questo proposito per convincere il lettore più sprovveduto delle affermazioni precedenti. È a tutti noto che, sfortunatamente gli altoparlanti non possono essere considerati come unità sostanzialmente costituite da una resistenza puramente ohmica per qualsiasi frequenza riproducibile; dello spettro dobbiamo anzi affermare che abbastanza spesso avviene proprio il contrario. Iniziare il progetto di una unità crossover partendo da una tale ammissione, induce inevitabilmente

ad un risultato assolutamente deludente, tanto è vero che capita facilmente che al termine di un progetto condotto sulla base di tali considerazioni sia addirittura necessario raddoppiare mediante il calcolo i valori ottenuti ai fini di ottimizzare i risultati pratici. Inoltre, la differenza fra gli angoli di fase dei segnali generati dall'altoparlante in corrispondenza della frequenza di crossover complica ulteriormente la procedura, e rischia di indurre a considerazioni di progetto assolutamente errate per quanto riguarda la valutazione dei livelli di impedenza su gran parte dello spettro delle frequenze acustiche riproducibili.

Fig. 6 - Struttura del progetto finale.





In breve, per concludere questo discorso, è opportuno che le reti crossover vengano progettate a partire dalle reali caratteristiche degli altoparlanti dei quali si è deciso l'impiego: in caso contrario si corre il sicuro rischio di risultati assai scadenti.

Come abbiamo riferito precedentemente, per riempire l'interno del condotto di trasmissione acustica si raccomanda l'impiego di un materiale assorbente atto a realizzare una trasmissione di natura continua del fenomeno acustico; particolarmente adatto per questo impiego è l'ovatta di cotone a fibra lunga, che deve essere naturalmente ben tesa lungo il condotto, poichè in caso contrario il materiale perderebbe tutta la sua efficienza.

Il fissaggio del cotone può costituire talvolta un problema in particolare quando esso sia stato impacchettato e compresso per ragioni di trasporto o di conservazione. Per il fissaggio potrebbero servire chiodi o puntine sporgenti dai pannelli che costituiscono i divisori del condotto acustico, sebbene un'operazione di questo tipo si presenti spesso piuttosto difficile ed alquanto laboriosa. Se si impiegano altoparlanti a montaggio frontale i condotti acustici frontali possono essere riempiti di materiale assorbente attraverso le aperture degli altoparlanti, mentre la parte retrostante può essere facilmente sistemata smontando provvisoriamente il pannello di fondo del diffusore.

In alternativa, se il diffusore è costruito in modo tale da avere il pannello superiore smontabile, tutti e tre i condotti acustici possono essere riempiti abbastanza semplicemente accedendo ad essi dall'alto. Si ritiene che una densità di riempimento di circa 1 kg/m^2 sia veramente ideale; una densità superiore a quella indicata potrebbe causare pressioni sul cono dell'altoparlante, mentre una densità inferiore potrebbe dar luogo a fenomeni di risonanza del condotto acustico in corrispondenza della regione delle frequenze più basse.

Eventuali fenomeni di risonanza presenti nel sistema possono essere sensibilmente ridotti inserendo dei pannelli riflettenti con angolo di 45° sul retro degli altoparlanti su ciascun lato del condotto acustico. Tali riflettori non sono critici, ma devono essere sistemati in modo tale

che il suono proveniente dal retro del cono possa essere prima riflesso verso il primo condotto, poi verso il secondo, cioè come se il suono fosse una radiazione luminosa e i riflettori acustici una coppia di specchi. Il miglioramento introducibile in questo modo è soltanto di circa 1 dB nei confronti della risposta in frequenza; naturalmente se, all'atto pratico, il miglioramento introdotto dai riflettori si rivelasse appena percettibile, si potrebbe tranquillamente deciderne l'eliminazione. Nel caso in cui se ne decide l'impiego, i riflettori acustici devono essere realizzati in legno compensato e devono essere saldamente fissati alla struttura del diffusore.

La superficie dell'apertura di uscita del condotto acustico non è particolarmente critica in quanto la sua funzione è essenzialmente diversa dalla funzione che possiede l'apertura simile presente sui tipi « bass-reflex ». La variazione di tale superficie nel rapporto di 1 a 2 non introduce effetti apprezzabili. Come abbiamo già ricordato precedentemente, le curve di risposta devono essere considerate con estrema precauzione in quanto, lo torniamo ad affermare, esse rappresentano soltanto un aspetto delle prestazioni globali dell'altoparlante.

D'altra parte la curva di risposta complessiva dovrebbe essere quanto più possibile lineare. La curva di risposta per un sistema completo di diffusione misurata in una camera anecoica è rappresentata in fig. 8. Esaminando questa curva occorre considerare parecchi suoi punti caratteristici.

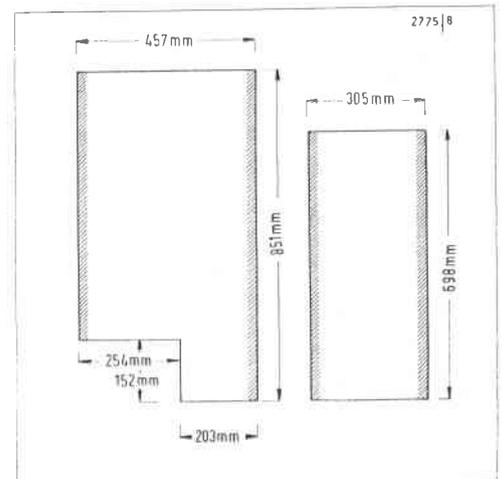


Fig. 7 - Aspetto e dimensioni dei pannelli interni del diffusore.

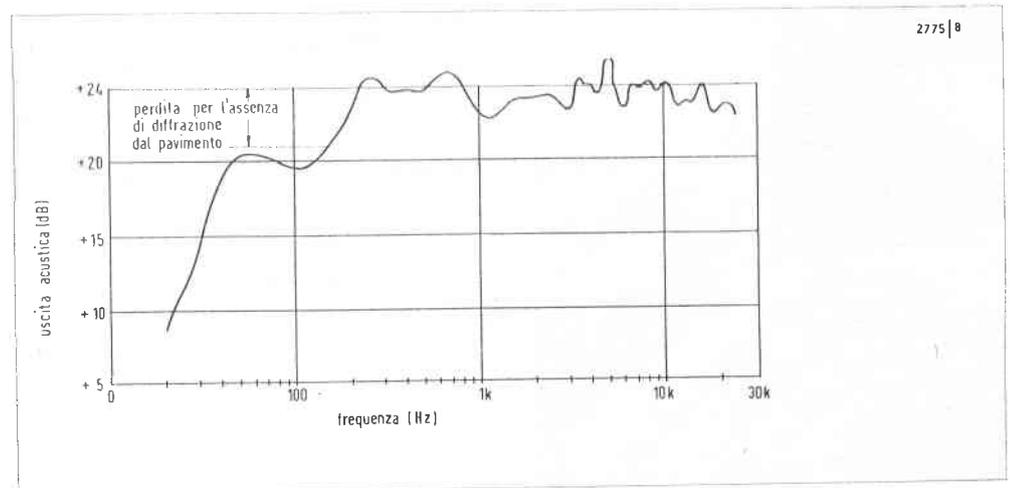


Fig. 8 - Curva di risposta complessiva di un sistema di altoparlanti ottenuta in camera anecoica.

Innanzitutto la riduzione di responso in corrispondenza dei bassi quivi rappresentata non si manifesterà nello stesso modo illustrato allorché la diffusione avvenga in un normale locale di abitazione. La presenza del pavimento determinerà un guadagno di 3 dB dovuto all'assenza di diffrazione nella direzione opposta. Similmente la presenza delle pareti e del soffitto influenzano la riproduzione delle frequenze basse. Infatti la presenza di una risposta piatta in una camera anecoica si manifesterà con una sensazione acustica più intensa di quanto non avvenga in un normale locale. Quando la riproduzione avvenga in un locale di normali caratteristiche la risposta alle frequenze basse del sistema qui descritto è sufficientemente adeguata ed uniforme fino ad una frequenza limite di circa 30 Hz.

Lo smorzamento della curva globale è il punto più critico. La valutazione della risposta nei confronti dei fenomeni transitori costituirebbe la soluzione ideale per i problemi di valutazione di un altoparlante, tuttavia l'interpretazione di questi risultati è attualmente assai difficoltosa se si esclude un'interpretazione condotta su basi empiriche.

Da un punto di vista pratico, la prova più

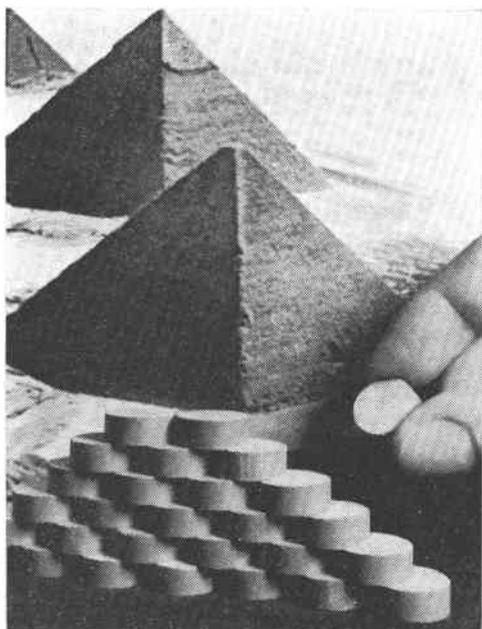
efficace è quella condotta mediante l'effettivo ascolto, anche se questa valutazione può essere facilmente influenzata dai gusti musicali di un particolare ascoltatore. Per questa ragione le migliori prove in questo senso sono quelle ottenute mediante la riproduzione di onde sinusoidali per valutare la distorsione, e di rumore bianco per valutare la risposta ai fenomeni transitori.

Dal punto di vista della riproducibilità di questo progetto, se si riscontrasse che le dimensioni qui fornite fossero troppo grandi è possibile ridurle in scala in accordo con il diametro dell'altoparlante che si desidera impiegare per la riproduzione dei bassi.

Naturalmente riducendo le dimensioni di tale altoparlante si rischia di peggiorare sensibilmente le prestazioni globali dell'intero sistema di diffusione.

Per concludere, è opportuno ricordare che soltanto la realizzazione del sistema così come è stato descritto fornisce ottime garanzie di funzionamento. Chi desiderasse introdurre anche minime variazioni di progetto deve essere preparato a risolvere specifici problemi che potrebbero insorgere in questo caso.

da *Wireless World* - maggio 1972



Le piramidi e i termistori

Non è facile trovare una relazione tra le piramidi ed i componenti elettronici che la bizzarria di un fotografo ha qui accostato. L'unico elemento in comune tra i millenari monumenti, capaci di resistere al sole del deserto ed i termistori ptc a forma di pastiglia, che con il calore molto intenso esercitano determinate funzioni elettriche, è il fatto di testimoniare il grado di sviluppo tecnico di due epoche tanto distanti tra di loro.

I nuovi termistori ptc della Siemens, applicati negli avvolgimenti elettrici, esercitano una « funzione di sorveglianza » disinserendo automaticamente le macchine al verificarsi di sovraccarichi. Sono particolarmente adatti per alte tensioni e potenze elevate.

Due momenti della lunga serie di controlli e lavorazioni nella fabbrica di cinescopi di Esslingen.

Preamplificatore audio impiegante le tecniche dell'amplificatore operazionale

Daniel Meyer - a cura di G. Frateschi

È risultato ovvio da vario tempo che il livello delle prestazioni ottenibile da un comune circuito preamplificatore a due transistori non è più abbastanza soddisfacente nei sistemi di qualità elevata. In un tipico circuito del tipo rappresentato nella Fig. 1, il guadagno a circuito aperto può essere al massimo di 60 od anche 70 dB. Se il guadagno a circuito chiuso è fissato a un valore ragionevole, diciamo 30 dB, la distorsione è piuttosto alta alle frequenze più basse dove le esigenze di equalizzazione rendono necessari considerevoli aumenti dei bassi. A 30 Hz sono richiesti oltre 18 dB e come risultato il circuito ha solamente da 10 a 15 dB di reazione negativa restante. Questo può facilmente tradursi in una distorsione dell'ordine dell'1% o più, troppo alta per essere tollerata ancora più a lungo nei sistemi di miglior qualità.

La soluzione consiste in un circuito preamplificatore con miglior linearità, o maggior reazione; il che richiede tanto per cominciare un più alto guadagno a circuito aperto. Vi sono vari modi per avvicinarsi a questo problema di progetto, ma uno dei più interessanti e soddisfacenti sembra essere quello di considerare il circuito come se fosse un amplificatore operazionale speciale. Si è fatto così nel circuito integrato della Motorola MC1303 e generalmente con buoni risultati. Le prestazioni sono più che abbastanza buone sotto molti aspetti, ma il rumore ed il carico di uscita ammissibile non sono all'altezza dei migliori standard. Ambedue le caratteristiche sono dovute a problemi inerenti la fabbricazione dei circuiti integrati. Il rumore tende ad aumentare assieme al numero delle operazioni di elaborazione e non è per nulla difficile trovare singoli transistori che diano migliori cifre di rumore di quelli sulla piastrina del circuito integrato.

I progettisti di circuiti integrati sembra che considerino più importanti le prestazioni dell'amplificatore come amplificatore di c.c. rispetto alle caratteristiche che possono invece interessare i circuiti a bassa frequenza. Caratteristiche come la corrente di polarizzazione d'ingresso, tensioni e correnti di spostamento d'ingresso, mentre sono importanti in un amplificatore in c.c., hanno poca importanza in un amplificatore audio. In un

sistema acustico ci interessa soprattutto delle seguenti caratteristiche:

- distorsione generata dal circuito quando viene usato come preamplificatore equalizzato;
- rumore generato nello stadio d'ingresso;
- campo dinamico, o massimo livello d'ingresso;
- impedenze d'entrata e d'uscita.

Così se si intende usarlo come un amplificatore di audio frequenza, l'accoppiamento d'ingresso diventa senza importanza. L'amplificatore in c.c. avrà un guadagno unitario in c.c. in condizioni di circuito chiuso e qualunque piccolo accoppiamento possa presentarsi in uscita per un imperfetto adattamento delle correnti e/o tensioni d'ingresso, non ha importanza. Noi pure non siamo interessati alla compensazione, che darà luogo ad un amplificatore stabile con guadagni in ogni caso sotto l'unità. Il circuito può essere progettato sapendo che il guadagno nella parte centrale della gamma sarà intorno ai 30-40 dB.

Il progettare il circuito come un amplificatore operazionale per uso speciale ci offre due utili caratteristiche. Primo, troviamo che tutte le uscite e le entrate dei segnali sono a potenziale di terra (massa) continuo. Questo è molto comodo per il progetto di un sistema completo, perchè non è necessario preoccuparsi molto degli effetti delle cariche e scariche dei condensatori di accoppiamento quando vengono inseriti i commutatori o vengono variate le posizioni dei contatti scorrevoli dei potenziometri. Secondo, si è di fronte a un circuito il cui guadagno è fissato dal valore dei due resistori nel circuito di reazione e così la prestazione è uniforme nonostante le variazioni nelle caratteristiche dei componenti.

Particolari di progetto

Lo stadio d'ingresso, come in quasi tutti gli amplificatori operazionali è un amplificatore differenziale, i cui emittori sono alimentati da una sorgente di corrente.

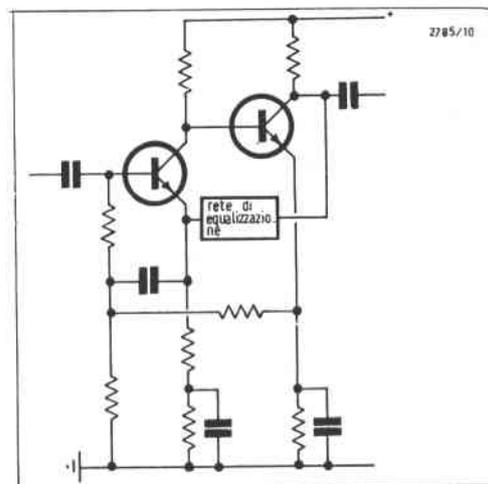
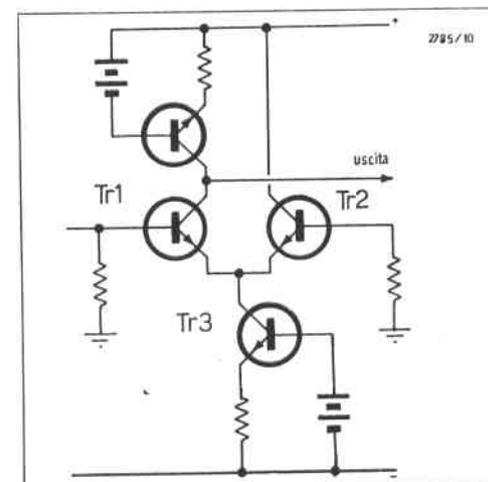


Fig. 1 - Con preamplificatori convenzionali del tipo rappresentato, l'equalizzazione ha come conseguenza una distorsione relativamente alta alle basse frequenze - la correzione R.I.A. di sopraelevazione 18 dB a 30 Hz significa che vi è una reazione negativa relativamente piccola alla b.f.

Fig. 2 - Miglior linearità significa più reazione ed anche più guadagno a circuito aperto. L'uso di una sorgente di corrente « dinamica » come carico di collettore aumenta il guadagno.



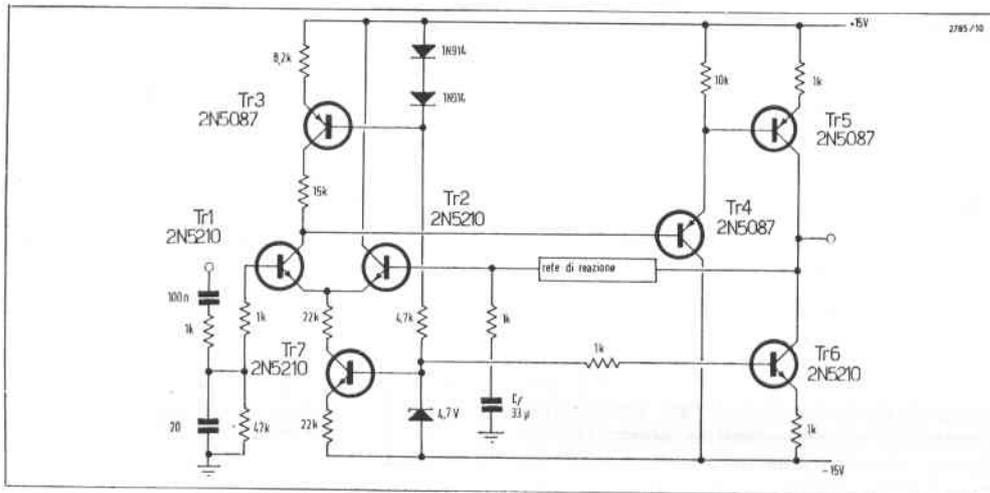
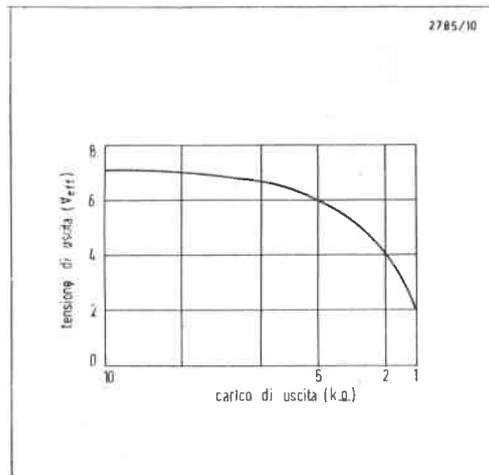


Fig. 3 - Un carico della sorgente di alimentazione, *Tr6*, viene pure usato per il secondo transistore amplificatore *Tr5*, *Tr1* fornisce un guadagno di 68 dB e *Tr3* 45 dB.

Fig. 4 - L'impedenza di carico ai capi della quale si determina l'intera uscita è in funzione delle resistenze di emittore del *Tr5* e del *Tr6* che controllano la corrente di riposo (ritenendo l'alimentazione - 15 V).



Questa è di solito inclusa per incrementare la rejezione di modo comune, ma in questo caso è usata solamente per aumentare l'isolamento del circuito dalla linea di ritorno di massa negativo. Il segnale in ingresso della Fig. 2 « vede » il circuito di collettore della sorgente di corrente del *Tr1* come un'elevata impedenza sul ritorno al negativo dell'alimentazione. Come risultato, la rejezione di ondulazioni o fluttuazioni di tensione viene considerevolmente migliorata. I transistori *Tr1* e *Tr2* si dividono tra loro la corrente della sorgente di alimentazione. La corrente consentita è scelta per dare una cifra ottimale di rumore per i transistori in questo caso del valore di 100 µA.

Per ottenere la più bassa distorsione possibile dallo stadio è necessario avere il massimo guadagno. Come è stato ben rilevato infatti la non-linearità dei transistori bipolari viene ridotta quando il guadagno viene aumentato. La migliore situazione è ottenuta usando un carico dinamico nel circuito di collettore. Così un carico ha sostanzialmente un'impedenza dinamica più alta della sua resistenza in c.c. Un carico dinamico consiste in un resistore di carico precalcolato, e in un carico « attivo », o una sorgente di corrente. La sorgente di corrente dà un disturbo minimo e viene inserita come si vede in Fig. 3. Il circuito della corrente di alimentazione del *Tr3* è polarizzato da due diodi IN914 e la corrente che vi passerà è controllata dal valore delle resistenze d'emittore. Am-

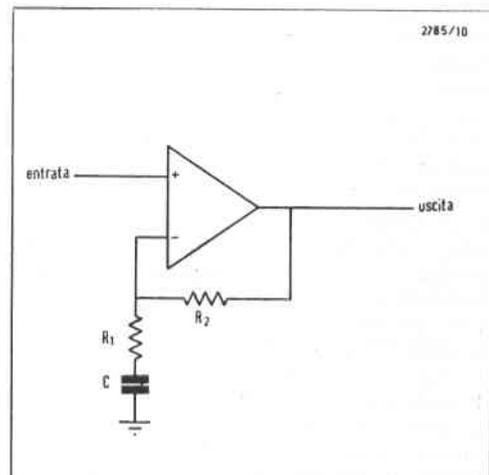
messo che la tensione di polarizzazione della base sia stabile, la resistenza dinamica sarà proporzionale all'inverso della pendenza della caratteristica corrente di collettore - corrente di base del transistore.

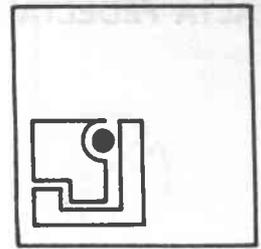
Più bassa è la pendenza, più alta è l'impedenza.

Un resistore prefissato è aggiunto in serie con l'alimentazione di collettore del transistore, al fine di isolare la capacità collettore-base dalla via del segnale ad alta frequenza. Per l'impedenza molto alta presentata dalla sorgente di alimentazione e dal collettore dell'amplificatore, un valore di capacità relativamente piccolo può determinare una anomalia nella risposta dell'amplificatore entro la gamma audio. Per impedire il carico del circuito di collettore dello stadio d'entrata e la diminuzione di guadagno, viene usato come dispositivo di adattamento fra gli stadi, un « emitter follower ». Questo trasformatore di emittore (*Tr4* nella Fig. 3) pilota il circuito di base del *Tr5* nel secondo stadio di amplificazione. Viene ancora usato il carico di collettore dall'alimentatore per il massimo guadagno e la miglior linearità possibile.

L'impedenza d'uscita di questo circuito

Fig. 5 - Il guadagno totale è $(R_1 + R_2)/R_1$. Il resistore R_1 è di 1 kΩ ed R_2 è nel circuito di reazione della Fig. 6.





2785/10

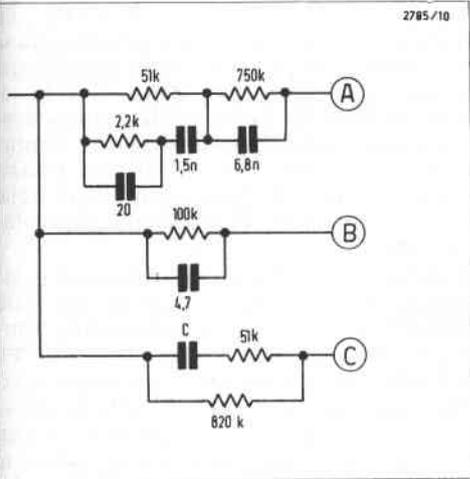


Fig. 6 - Reti di equalizzazione per il circuito della Fig. 3. I valori sono A) per il fonorilevatore (cartuccia magnetica), B) per il microfono dinamico, e C) per la testina di registrazione. Il condensatore C deve essere 910 pF per 7 1/2 poll. (190,5 mm)/sec e 1,5 nF per 3 3/4 poll. (95,25 mm)/sec. La tolleranza dei componenti deve essere del 5% o migliore.

è complessivamente alta a circuito aperto, ma agli effetti degli scopi generali di un amplificatore operazionale, questo non è importante. Il circuito sarà sempre usato in un sistema a circuito chiuso e siccome la reazione è presa da questo punto, l'impedenza apparente verrà ridotta secondo un fattore proporzionale all'entità di reazione. In questo caso particolare il guadagno a circuito aperto sarà di circa 110 dB e l'impedenza d'uscita attorno a 100 kΩ. Poichè il guadagno desiderato è intorno ai 30 ÷ 40 dB, l'impedenza di uscita sarà ridotta a poche centinaia di ohm. Il guadagno a circuito aperto del Tr1 è di circa 68 dB e quello del Tr5, 45 dB.

La massima tensione di uscita dipende dalla tensione di alimentazione usata e dal carico che viene applicato all'uscita del circuito. Con un potenziale di + 15 e - 15 V e un carico di 10 kΩ in uscita, può essere ottenuto un massimo di 7 V (v. eff.) senza sovraccaricare o tagliare i picchi. In un circuito di questo tipo l'impedenza di carico attraverso la quale è possibile produrre la massima uscita è in funzione diretta del valore delle resistenze di emittore del Tr5 e della corrente di alimentazione del Tr6, che controlla la corrente statica di questo stadio. Questo fatto è interessante, perchè può essere usato come base per un amplificatore in classe A di tipo insolito.

La Fig. 4 mostra la massima uscita che può essere ottenuta con vari valori di carico adottando le tensioni di alimentazione specificate. Le tensioni fornite

possono essere portate a valori da + 25 a - 25 V con i transistori indicati. Il massimo livello d'ingresso è direttamente proporzionale alla tensione d'alimentazione dato un guadagno costante a circuito chiuso, così che può essere usata una tensione di alimentazione elevata se questa è una caratteristica importante nell'impianto.

Rete di reazione

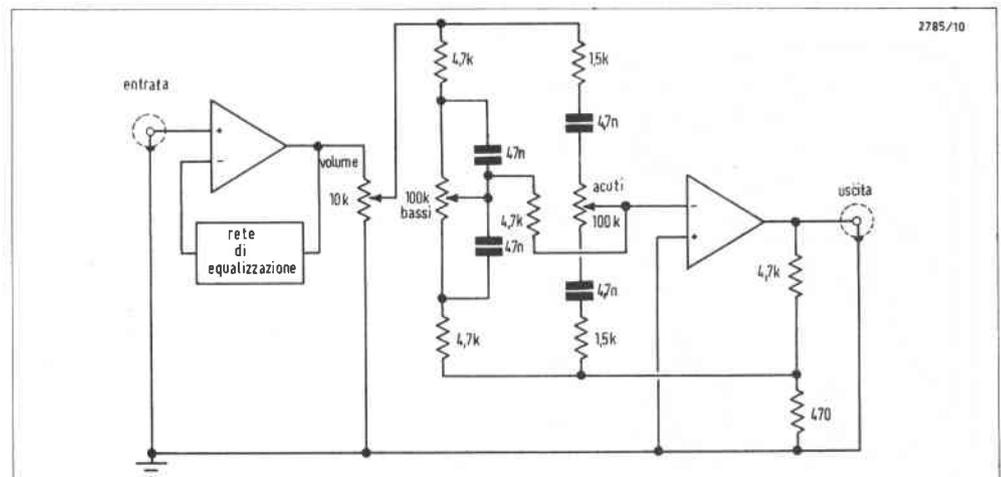
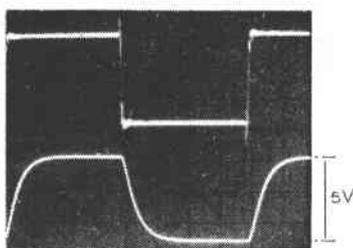
Quando il segnale è applicato all'ingresso non invertito di un amplificatore operazionale come è rappresentato nella Fig. 5, il guadagno risulta essere $(R_1 + R_2)/R_1$. Il condensatore in serie con R_1 riduce il guadagno unitario in c.c. In conseguenza della forte tasso di reazione impiegato, è opportuno che l'impedenza di ingresso del circuito sia sopra 1 MΩ e che sia aggiunta una resistenza in parallelo con l'ingresso del circuito per adattare il carico a una cartuccia magnetica, il cui valore più comune è 47 kΩ. Il piccolo condensatore in parallelo con questo resistenza spiana il responso alle frequenze sopra i 200 kHz, assicurando che l'impedenza del generatore come è vista dal circuito non

Fig. 7 - Circuito proposto per il preamplificatore con controlli di tono tipo Baxandall. La distorsione alla massima sopraelevazione è minore dello 0,01% rispetto al livello normale.

Oscillogramma: Risposta del circuito all'onda quadra a 110 kHz usando la rete B della Fig. 6. Scansione: 1 µs/cm.

ingresso

uscita



2785/10

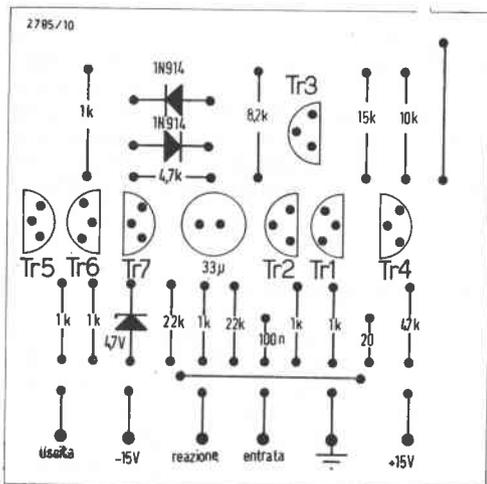


Fig. 8 - Disposizione conveniente della ba-setta stampata. I componenti della reazione possono essere montati sui contatti del commutatore. I componenti sono raffigurati montati sulla faccia opposta ai conduttori.

diventi infinita alle alte frequenze. La rete occorrente per l'equalizzazione R.I.A.A. (piatto) con microfono e con testine del nastro sono schematizzate nella Fig. 6. Le resistenze da 2,2 kΩ ed il condensatore da 20 pF nella rete magnetica (incisione) da forma al responso oltre i 50 kHz. Questo non è necessario normalmente in un circuito a basso guadagno o a stretta larghezza di banda, ma è essenziale se si vuole ottenere un responso ottimo ai transitori alle frequenze più elevate. L'oscillogramma mostra la risposta del circuito a un'onda quadrata di 100 kHz in ingresso usando la rete dal microfono. Il tempo di salita verrà ridotto se si usa una sorgente di segnale ad alta impedenza, ma in nessun caso sarà maggiore di 2,5 µs.

Circuito completo

La Fig. 7 mostra un canale preamplificazione con controllo di tono che usa il circuito. Questo è un pilota eccellente per un sistema di controllo di tono tipo Baxandall, poichè la disposizione raffigurata dà approssimativamente 20 dB di guadagno, un'esaltazione e un'attenuazione di 20 dB approssimativamente a

30 Hz e 20 kHz rispetto a 1 kHz. La distorsione alla massima sopraelevazione di questo circuito, che è la condizione peggiore, è migliore dello 0,01% ai normali livelli di uscita - cioè considerevolmente migliore nelle moderne condizioni dei circuiti pilota a un solo transistore, peraltro di grande impiego nelle stesse condizioni di massima sopraelevazione.

Il numero ed il tipo degli ingressi è lasciato al costruttore. Ingressi ad alto livello possono essere direttamente commutati nel controllo di volume, o ridotti a livello con un opportuno divisore resistivo applicato all'ingresso dell'amplificatore. Questo sembra fare poco male con un circuito di questa specie e rende le commutazioni più semplici. In questo modo occorrono solo due gruppi di commutatori, uno per la commutazione degli ingressi ed uno le reti di equalizzazione.

Il circuito è stato progettato come unità da inserire nella scheda di un piccolo circuito stampato. La piastra modello del circuito e la sistemazione dei componenti sono evidenti nella Fig. 8. Questo tipo di costruzione effettua la schermatura del circuito con una semplice recinzione

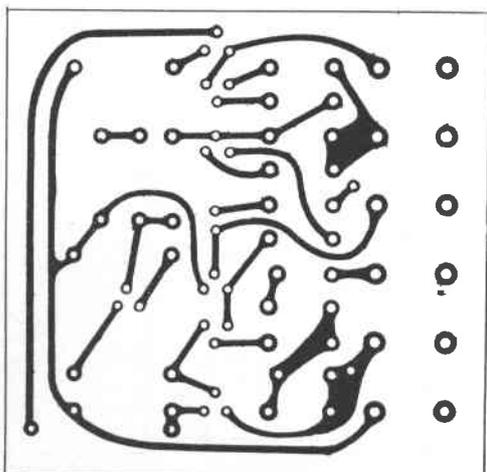
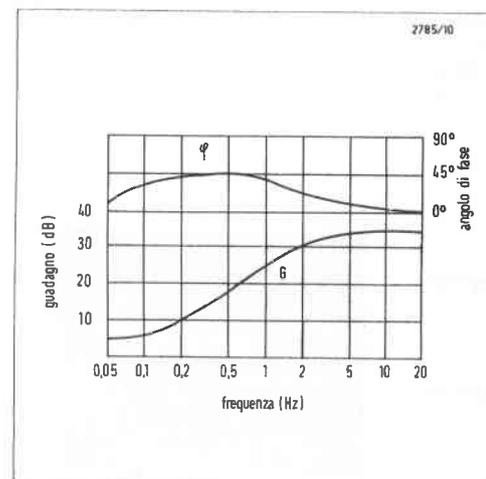
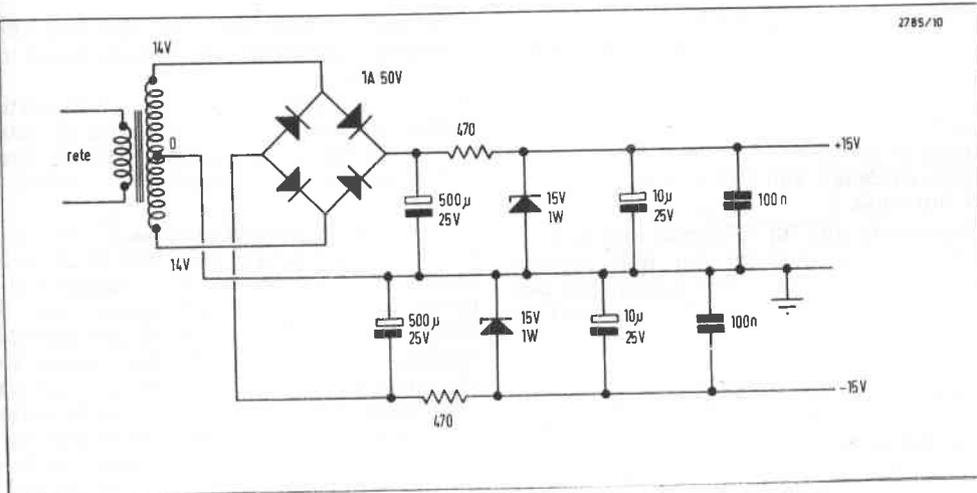


Fig. 9 - Effetto del condensatore di caduta C: alle basse frequenze.





2785/10

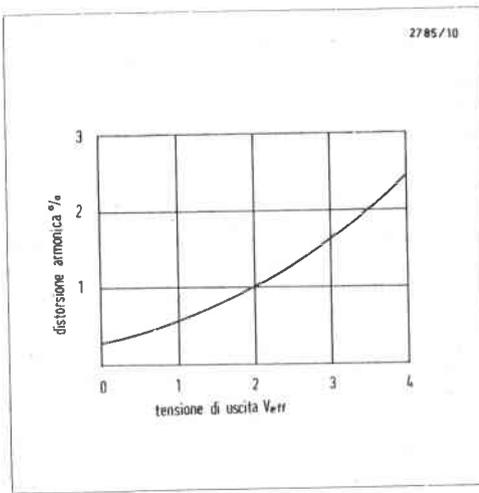
Fig. 10 - Con questo alimentatore di tensione, il ronzio è 80 dB sotto l'ingresso di 10 mV.

metallica e consente anche, se si desidera, una facile incapsulazione con resina. I collegamenti che portano i segnali a bassa frequenza devono essere schermati se superano un pollice o due di lunghezza e devono essere evitati giri di massa. Resistenze e condensatori della rete di equalizzazione possono normalmente essere montati direttamente sui terminali del commutatore selettivo. In questa parte del circuito i componenti dovrebbero avere una tolleranza del 5% o anche migliore. Il condensatore in entrata va aggiunto per assicurare che nessuna tensione continua possa essere applicata da una sorgente esterna ai transistori d'ingresso. Se ciò non è probabile in una eventuale applicazione il condensatore può essere eliminato. Il punto di spianamento della bassa frequenza è determinato dal valore del condensatore C_f nel circuito di base del T_{r2} . Come si può vedere dalla Fig. 9, il guadagno cade al disotto dei 5 Hz e si approssima all'unità a 0,1 Hz. Lo spostamento di fase raggiunge al massimo 55° fra 0,5 ed 1,0 Hz e poi diminuisce ancora come la frequenza di ingresso si avvicina a zero.

Un alimentatore di tensione conveniente per il preamplificatore è disegnato nella Fig. 10. Con questo alimentatore il preamplificatore avrà un ronzio ed il tipico rumore migliore di 80 dB sotto i 10 mV di ingresso. Un preamplificatore completo e un sistema di controllo che usa i moduli di guadagno come quelli descritti avrà una distorsione armonica totale inferiore allo 0,01% a ogni frequenza e in qualunque condizione al disotto del suo punto di sovraccarico. L'estrema ampiezza della larghezza di banda e l'assenza di oscillazioni ad anello o sovraccarico sui transistori rende il preamplificatore molto piacevole da ascoltare per lunghi periodi. In combinazione con uno degli eccellenti amplificatori di potenza a transistori ora disponibili e un sistema di altoparlanti di prima scelta, costituisce un complesso per l'ascolto di musica di tutto rispetto. Il fatto che vengano usati sette transistori comporta una differenza lieve dato che sono del tipo ad involucro di materiale plastico il cui costo è relativamente basso.

Caratteristiche

- Distorsione armonica: < 0,01% ad 1 V uscita, da 20 Hz a 20 kHz.
- Ronzio e rumorosità: > 80 dB sotto 10 mV d'ingresso.
- Massima uscita indistorta: 7 Veff con 15 V di alimentazione e carico di 10 kΩ.
- Ingresso massimo: 100 mV con rete « magnetica ».
- Impedenza d'ingresso: < 1 MΩ a 40 dB di guadagno.
- Impedenza di uscita: > 1 kΩ a 40 dB di guadagno.
- Guadagno a circuito aperto: 110 dB.
- Tensione d'alimentazione: da + 10 a + 25 e da - 10 a - 25 V.
- Consumo: 10 mA a 15 V.



2785/10

Dip-Meter a transistori

L. Cascianini

Gli appassionati di elettronica conoscono molto bene questo strumento. Inizialmente, quando era realizzato con valvole, il suo nome era **grid dip-meter**, in quanto il **dip** (abbassamento) dell'indice dello strumento era prodotto dalla corrente di griglia. Realizzato con transistori, e pertanto funzionante senza l'intervento della corrente di griglia, il nome di questo strumento è diventato semplicemente **Dip-Meter**.

La popolarità di questo strumento è dovuta alla sua semplicità ed alla molteplicità dei controlli che permette di effettuare. Tutti sono d'accordo nel riconoscere che non siamo di fronte ad uno strumento di precisione; ma ugualmente tutti dovranno ammettere che non esiste uno strumento altrettanto semplice capace di dare una indicazione qualitativa immediata riguardante:

- la frequenza di risonanza di un circuito oscillatorio;
- la taratura di un radio-ricevitore;
- l'intensità di un campo elettrico;
- il valore della frequenza di un oscillatore;
- i valori di capacità, di induttanza e del fattore di merito (Q).

Per calibrare questo strumento è sufficiente disporre di un buon radiorecettore multibanda.

Come funziona il dip-meter

Si tenga sott'occhio la fig. 1. L1 indica l'induttanza di una delle cinque bobine, accordabili sulle varie frequenze, e munite di zoccolo con spinotti per l'inserimento nel circuito.

Le cinque bobine (fig. 2) possono accordarsi entro le seguenti bande di frequenza:

- bobina 1: da 320 kHz a 1 MHz
- bobina 2: da 1 MHz a 3,2 MHz
- bobina 3: da 3,2 MHz a 10 MHz
- bobina 4: da 10 MHz a 32 MHz
- bobina 5: da 32 MHz a 100 MHz.

Le capacità C1 e C2 sono quelle delle due sezioni di un condensatore variabile da 385 pF collegate in serie. Il rotore è collegato all'emettitore di TR1; questo collegamento serve ad introdurre la rea-

zione **positiva** necessaria per l'innesco delle oscillazioni.

I componenti L1 + C1/C2 + C3/C4 costituiscono gli elementi di accordo di un oscillatore Colpitts. Caratteristica di questo tipo di oscillatore è quella di poter oscillare con sicurezza entro una ampia gamma di frequenze.

La tensione di radiofrequenza che si forma ai capi di questo circuito oscillante viene raddrizzata dai diodi D1 e D2, amplificata dal transistor TR2 ed infine misurata dal microamperometro M1.

Quest'ultimo ha una sensibilità di 200 μ A fondo scala.

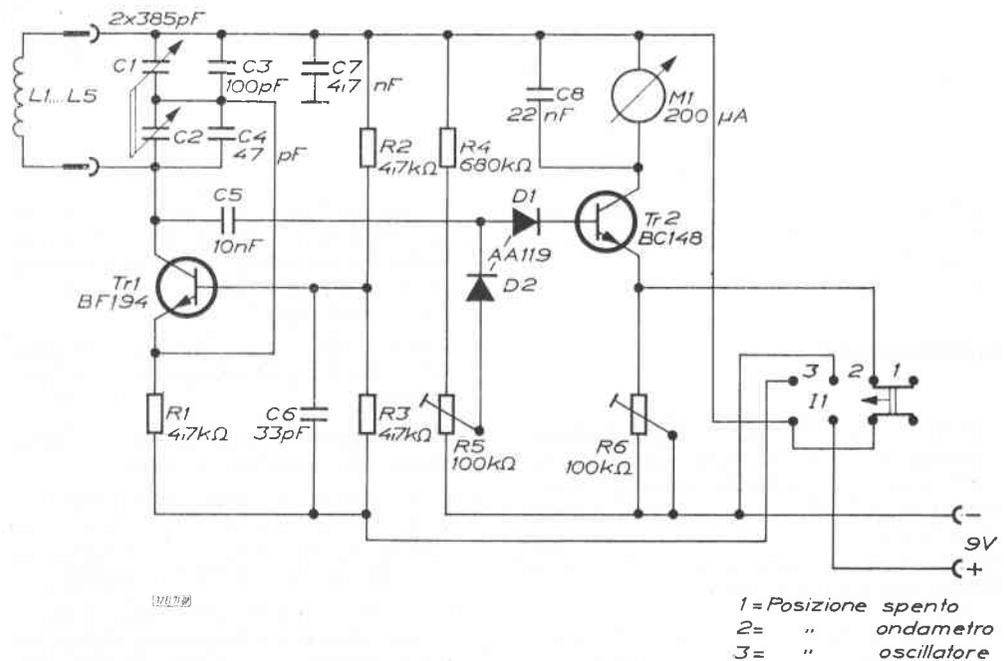
In condizione di oscillazione, la bobina L1 irradia energia a radiofrequenza, naturalmente a basso livello. In queste condizioni, qualsiasi altro circuito oscillatorio accordato sulla frequenza di oscillazione della bobina L1, e accoppiato induttivamente alla bobina ossorbirà da essa un certo valore di energia R.F., e di conseguenza, l'indice dello strumento si sposterà bruscamente a sinistra (in direzione dello 0 della scala). Da qui la parola — dip — che letteralmente vuol dire «andare in basso». Pertanto, siccome mediante la calibrazione dello strumento è possibile conoscere il valore

esatto della frequenza su cui esso oscilla, la presenza del **dip** indicherà che anche il circuito sotto misura (circuito accoppiato) sarà accordato su quel valore di frequenza.

Il dip-meter usato come misuratore di assorbimento

Il dip-meter può essere usato anche per misurare valori di intensità di campo (ondametro). In questo caso, però, esso funziona con l'oscillatore spento. In queste condizioni, se la bobina L1 viene a trovarsi «immersa» in un campo elettromagnetico a radiofrequenza (per es. prodotto dall'antenna di un trasmettitore ed in genere da qualsiasi sorgente di R.F.), e se la frequenza di accordo del circuito formato da L1 + C1/C2 + C3/C4 risulta uguale a quella della sorgente del segnale R.F., nella bobina verrà indotta una f.e.m. che, raddrizzata dai diodi D1 e D2, e misurata dallo strumento,

Fig. 1 - Schema elettrico del dip-meter.



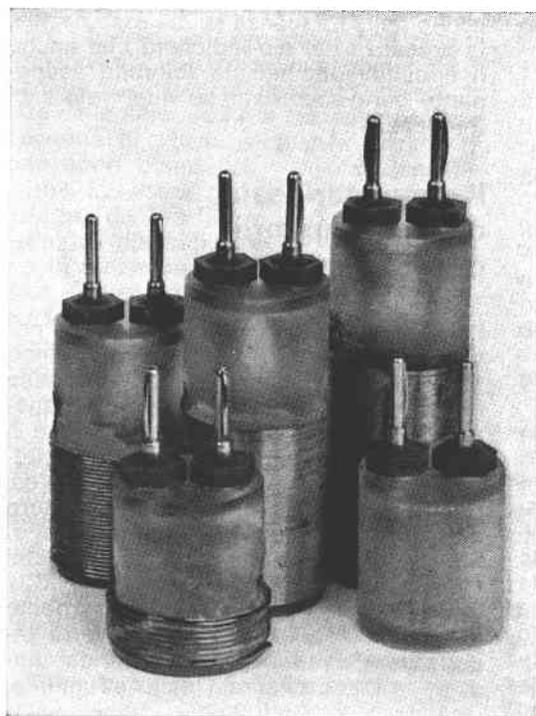


Fig. 2 - Fotografia delle bobine di accordo (L1...L5).

Fig. 3 - Fotografia di prototipo di dip-meter realizzato nei laboratori di Applicazione della Philips-Elcoma.



indicherà l'intensità di campo della sorgente R.F. nel punto in cui è stata misurata dal dip-meter.

Costruzione

Il prototipo di cui in fig. 3 riportiamo la fotografia, è stato realizzato con componenti elettronici reperibili presso i distributori autorizzati dalla Philips-ELCOMA. Il montaggio dei componenti non presenta particolari difficoltà (fig. 4 e 5). Si tenga solo presente che:

— i collegamenti fra le boccole ed il condensatore variabile debbono esse-

re più corti possibili a causa delle alte frequenze in gioco. Per ridurre le capacità parassite, le boccole devono essere montate su una basetta isolante. (vedi fig. 6).

- l'albero del rotore del condensatore variabile deve essere isolato dal contenitore;
- la manopola del condensatore deve essere di materiale isolante;
- l'interruttore S1 deve essere del tipo a slitta bipolare a tre posizioni: 1) spento (a sinistra), 2) ondometro (al centro), 3) oscillatore (a destra).

Il contenitore sarà di preferenza metallico onde ridurre l'irradiazione dell'oscillatore e schermare il rivelatore. Nella fig.

7 sono riportate le dimensioni del contenitore, mentre nella fig. 8 presenta due vedute dell'interno del dip-meter.

Qui di seguito riportiamo i dati relativi alla costruzione delle bobine. In fig. 9 sono riportate le loro dimensioni. Impiegando supporti aventi le dimensioni indicate, i dati relativi agli avvolgimenti sono i seguenti:

Bobina 1: 230 spire di filo di rame smaltato da 0,1 mm \varnothing e nucleo in ferrite tipo 4B, lunghezza = 30 mm; diametro = 8 mm, che si ottiene tagliando un nucleo C8/100/4B. In fig. 10 sono riportate le dimensioni del supporto del nucleo.

Bobina 2: 100 spire di filo di rame smaltato da 0,22 mm \varnothing

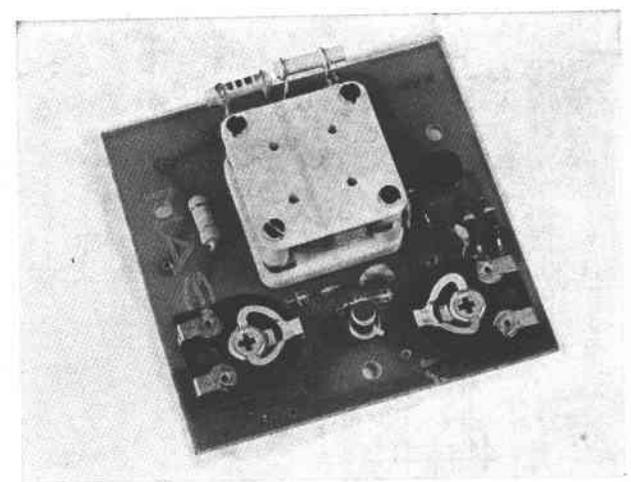
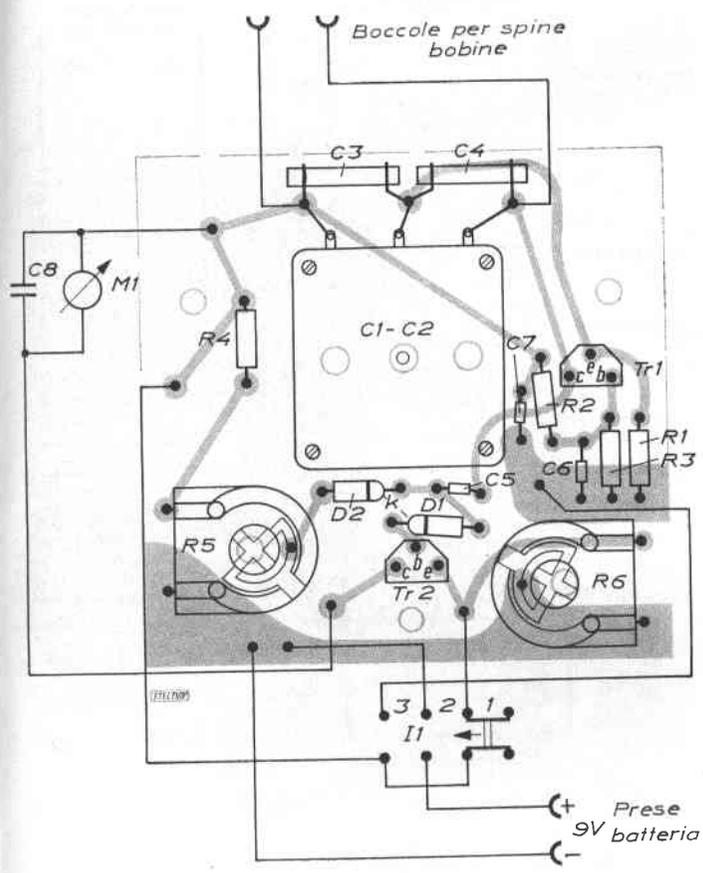
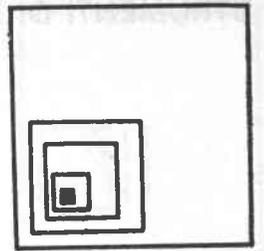


Fig. 5 - Fotografia della piastrina di circuito stampato con i componenti montati.

Fig. 4 - Disposizione schematica dei componenti sulla piastrina del circuito stampato.

Bobina 3: 30 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm Ø
 Bobina 4: 8 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm Ø
 Bobina 5: 2,5 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm Ø avvolte su un mandrino di Ø 12 mm e poste all'interno del supporto per le bobine.
 Tutte le bobine hanno le spire affiancate. In fig. 11 sono riportati particolari costruttivi della basetta per il fissaggio delle boccole per gli spinotti delle bobine.

Calibrazione del dip-meter

1 - Taratura voltmetro

Per ottenere la massima sensibilità uti-

le del voltmetro prima di richiudere il pannello nella scatola contenitrice occorrerà procedere a due semplici regolazioni:

- 1) In posizione « ondometro »
 Regolare R5 finché lo strumento abbia l'indice a circa 1/4 della scala. (Qualora si misurino forti intensità di campo elettrico sarà utile allontanare il dip-meter dal generatore piuttosto che ritoccare R5).
- 2) In posizione « oscillatore »
 Inserire la bobina N. 1 (da 320 kHz a 1 MHz).

Ricercando la massima deviazione dell'indice dello strumento ruotando la ma-

nopola graduata, regolare R6 in modo che l'indice dello strumento non superi il fondo-scala.

2 - Taratura della scala

- 1) Ci si procuri un buon ricevitore capace di ricevere segnali con frequenza compresa tra 300 kHz (lunghezza d'onda = 1000 metri) e 100 MHz (lunghezza d'onda = 3 metri). Si porti l'indice della scala su 320 kHz.
- 2) Si inserisca la bobina 1 nel dip-meter, si porti l'interruttore a pulsante S1 in III posizione (oscillatore) e si cominci a ruotare la manopola del condensatore variabile fino ad udire una nota di tono variabile in altoparlante. Si

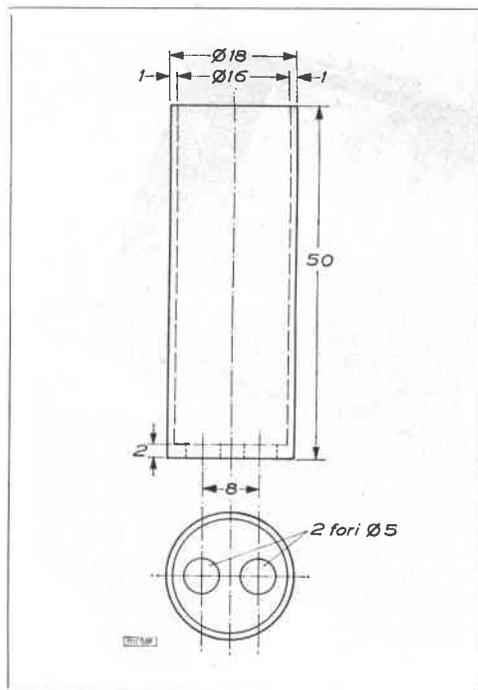


Fig. 6 - Dimensioni del supporto delle bobine.

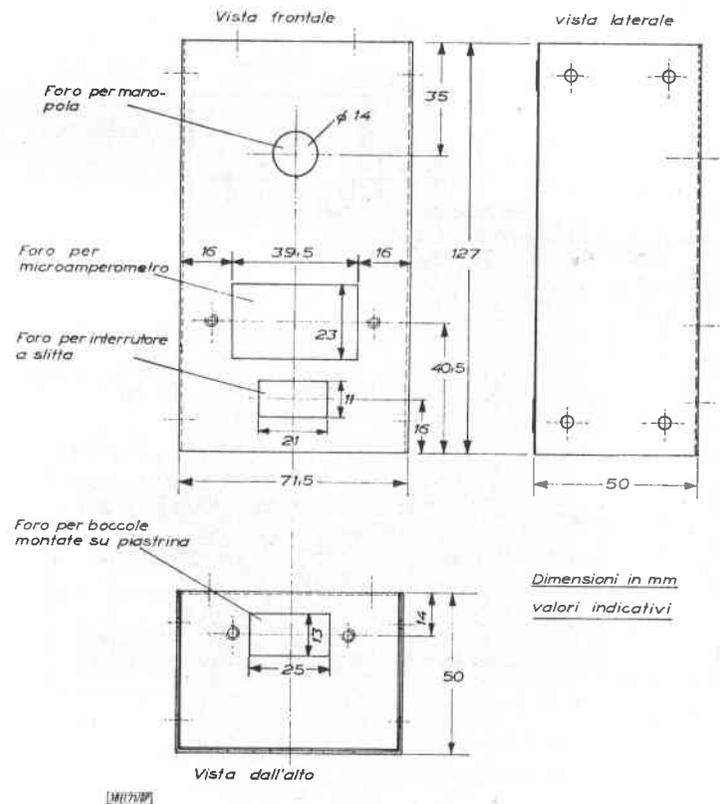


Fig. 7 - Dimensioni d'ingombro del contenitore.

ruoti lentamente la manopola fino al punto in cui la nota non è più udibile (« battimento zero »)*. Se questo punto non coincide con l'inizio della scala dello strumento si ritocchi il nucleo della bobina fino ad ottenere ciò.

Su questo punto della scala si scriva 320 kHz e sarà l'inizio scala delle frequenze misurabili con la bobina 1.

- 3) Occorre ora determinare l'altro estremo della scala. Per far ciò è sufficiente accordare il ricevitore su 1 MHz e successivamente accordare, agendo sulla manopola, anche il dip-meter su questa frequenza. Anche questo secondo accordo si avrà quando la nota di battimento si annulla. In corri-

spondenza di questa posizione della manopola si segnerà sulla scala del dip-meter il valore di frequenza di 1 MHz e sarà il **fondo scala** della frequenza misurabile con la bobina 1. I valori intermedi di frequenza (per es. 400, 500, 600 kHz, ecc.) verranno calibrati sulla scala seguendo il precedente sistema.

- 4) La calibrazione delle scale delle frequenze delle altre quattro bobine si fa seguendo lo stesso sistema usato per la calibrazione della scala della bobina 1. Con la differenza che, in questo caso, essendo le bobine sprovviste di nucleo, la taratura desiderata della scala si potrà fare togliendo o

* Per ottenere il battimento occorrono ovviamente due segnali; il battimento è la frequenza che corrisponde alla differenza dei due segnali (in valore assoluto). Se le frequenze dei due segnali sono uguali, la differenza sarà nulla ed il « battimento » uguale a zero. Però noi abbiamo a disposizione un solo segnale: quello generato dal dip-meter. Si potrà tuttavia ottenere un battimento sfruttando i segnali che verranno captati dal radio ricevitore in ore di buona propagazione (serali per lo più).

Un altro sistema consiste nell'accoppiare quanto basta, il ricevitore al dip in modo da sentire un soffio (che non è altro che la frequenza portante o onda non modulata proveniente dal dip-meter).

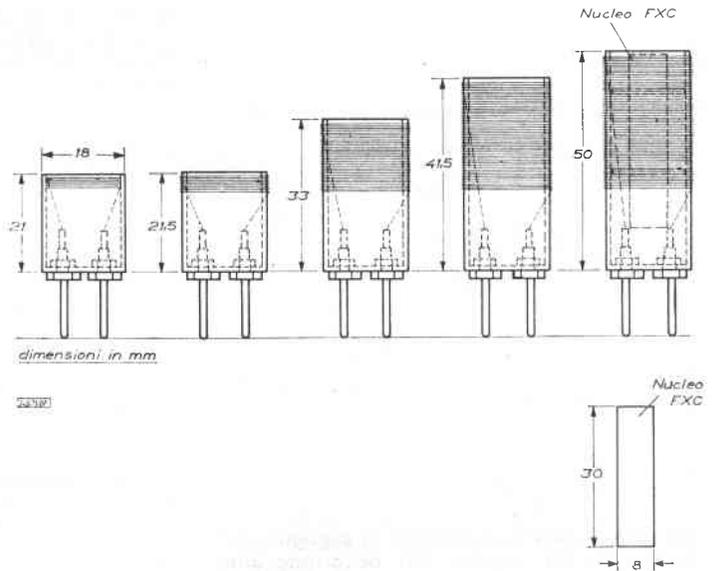
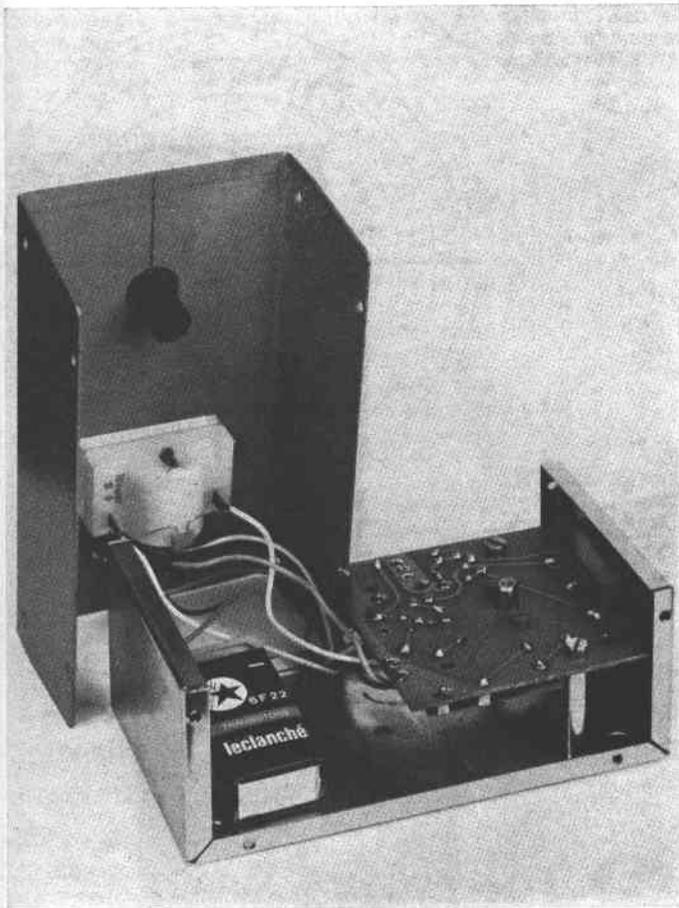
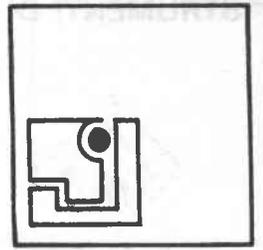


Fig. 9 - Dimensioni delle bobine.

Fig. 8 - Due vedute dell'interno del dip-meter.

aggiungendo qualche spira o mezza spira alle bobine.

Nel caso non sia disponibile un radiorecettore multigamma si potrà adottare la scala da noi disegnata (fig. 12). In tal caso la precisione sarà naturalmente ridotta, ma sempre sufficiente.

I principali impieghi del dip-meter

Sono i seguenti:

- determinazione della frequenza di risonanza di un circuito oscillante;
- allineamento di un radiorecettore;

— ricerca della massima intensità di un campo elettromagnetico;

— misura di capacità, induttanze e fattori di merito di bobine (Q).

Esaminiamo in dettaglio questi impieghi.

1 - Determinazione della frequenza di risonanza di un circuito oscillante

Per prima cosa bisognerà individuare quale bobina si dovrà usare. Si provano le varie bobine e ruotando ogni volta la manopola si cercherà di vedere quella che «risponde in qualche modo». Durante questa ricerca si

avvicinerà notevolmente la bobina del dip-meter a quella del circuito oscillante in modo da accoppiare al massimo le due bobine e ottenere il massimo trasferimento di energia, cioè il massimo dip. Si ruota la manopola fino a quando l'indice dello strumento ritorni bruscamente verso l'inizio della scala dello strumento. In queste condizioni si legge il valore della frequenza sulla scala del dip-meter. Dalla maniera con cui l'indice dello strumento ritorna indietro ci si può fare un'idea della bontà del circuito che stiamo misurando: più ritorna velocemente verso sinistra e più s'avvicina allo zero, e più elevato sarà il fattore di merito del circuito (Q).

Per una miglior precisione di frequenza

STRUMENTI DI MISURA

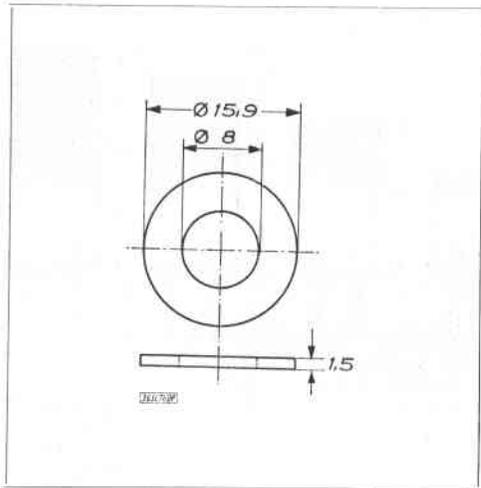


Fig. 10 - Supporto centratore in plexiglas per nucleo di Ferorxcube. Ne occorrono due esemplari.

Fig. 12 - Scala pre-tarata da usare in caso il dip-meter non possa essere calibrato come indicato nel testo. (Scala 1:1 da ritagliare dalla rivista).

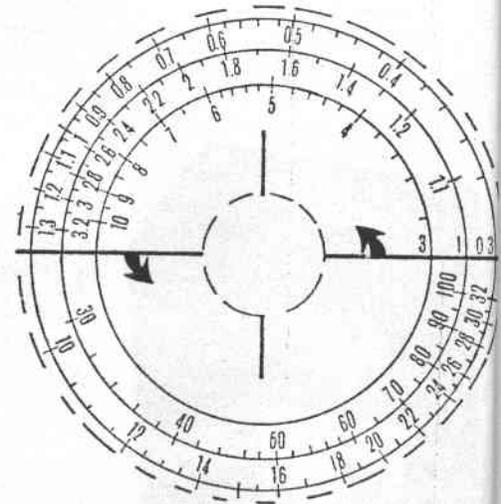
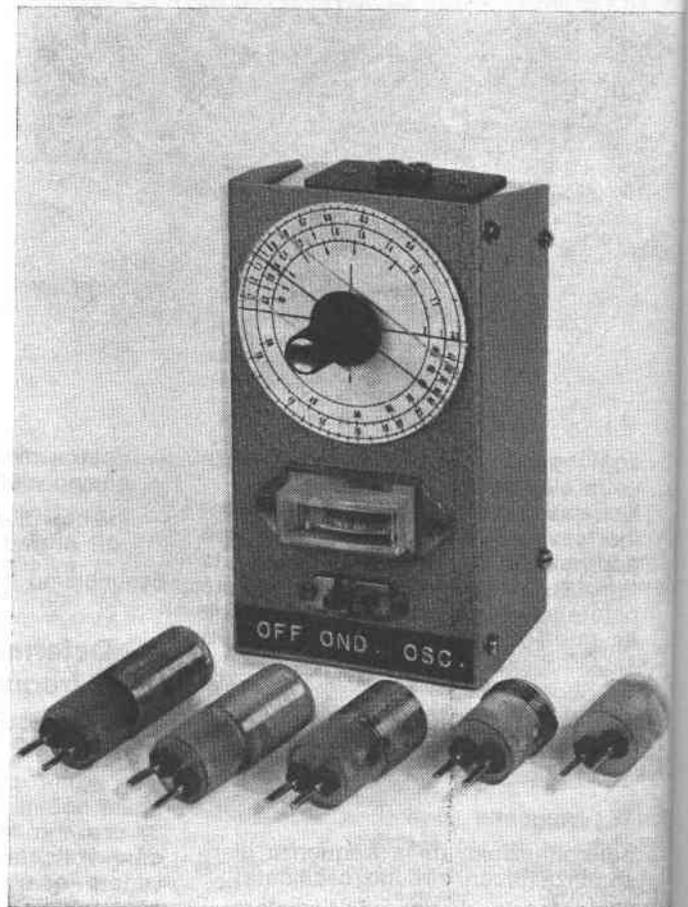
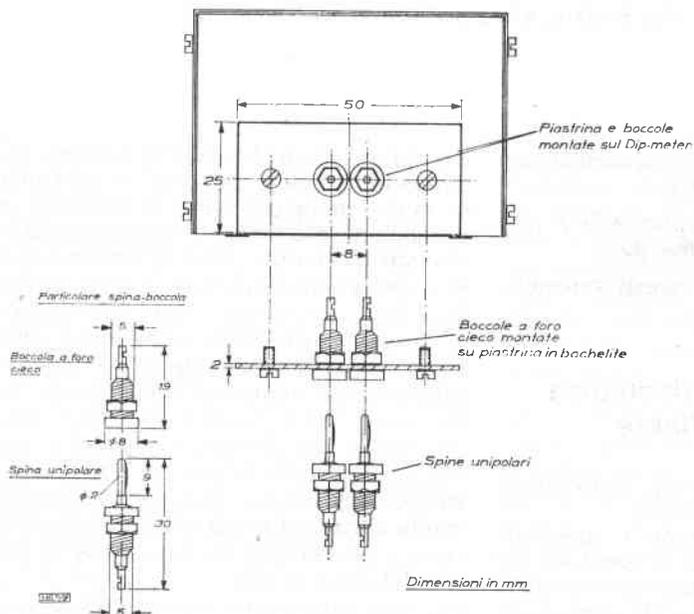
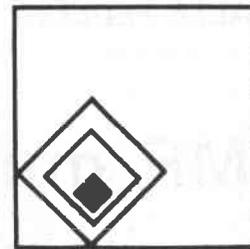


Fig. 13 - Fotografia del dip-meter completo delle 5 bobine di accordo.

Fig. 11 - Particolari costruttivi della bassetta dove sono fissate le boccole per gli spinotti delle bobine.





sarà meglio accoppiare poco (lasciamente) le due bobine.

2 - Allineamento di un ricevitore

Il dip-meter può considerarsi un minuscolo trasmettitore. Le correnti a radio frequenza che percorrono le spire dell'avvolgimento delle bobine producono onde elettromagnetiche che possono essere captate da un radiorecettore, che si trovi in prossimità. Se il segnale irradiato risultasse troppo debole, è possibile aumentarne l'intensità prendendo un pezzo di filo di rame lungo 1 metro, formare qualche spira ad una sua estremità e inserire questa spira sulla bobina dello strumento.

In questo caso, il pezzo di filo di rame serve da antenna.

3 - Ricerca della massima intensità di un campo elettromagnetico

In questo caso, il dip-meter non irradia ma assorbe energia. In queste condizioni, viene impiegato per ricercare il punto della massima intensità di un dato campo elettromagnetico, cioè il punto più adatto per installare un'antenna, per esempio. In questo caso, il punto dove si verifica la massima deviazione dell'indice dello strumento, corrisponderà al punto di massima intensità di campo del trasmettitore sul quale è stato accordato il dip-meter.

4 - Misura del fattore di merito delle bobine

Il fattore di merito della bobina, come abbiamo già visto, è indicato dalla velocità con cui l'indice dello strumento si dirige verso l'inizio della scala. Se l'indice, in prossimità della frequenza di risonanza si abbassa repentinamente (dip-

DIP-METER

Materiale occorrente (componenti PHILIPS-ELCOMA)

R 1	Resistore	4,7 kΩ	1/4 W	} B8.031.04 NB
R 2	Resistore	4,7 kΩ	1/4 W	
R 3	Resistore	4,7 kΩ	1/4 W	
R 4	Resistore	680 kΩ	1/4 W	
R 5	Trimmer	100 kΩ	} E 0 97 AD	
R 6	Trimmer	100 kΩ		
C 1	Condensatore variabile	2 x 385 pF	} 2222.807.10048	
C 2	Condensatore variabile	2 x 385 pF		
C 3	Condensatore ceramico a tubetto	100 pF	} C 304 GH/B	
C 4	Condensatore ceramico a tubetto	47 pF		
C 5	Condensatore a foglia	10 nF	} C 331 R	
C 6	Condensatore ceramico	33 pF		
C 7	Condensatore a foglia	4,7 nF	} C 331 R	
C 8	Condensatore a foglia	22 nF		
TR 1	Transistore al silicio npn BF 194			
TR 2	Transistore al silicio npn BC 148 (BC 108)			
D 1	Diodo al germanio AA 119			
D 2	Diodo al germanio AA 119			
M 1	Microamperometro 200 μA Nucleo FXC Ø 8 x 30 mm ricavato da C8/100/4B			

basso) significa, per esempio, che il Q della bobina è elevato. L'indicazione del Q della bobina è valida esclusivamente come confronto fra due bobine poste alla medesima distanza dalla bobina del dip-meter. Questa misura serve anche a rilevare indirettamente se l'avvolgimento della bobina ha qualche spira in cortocircuito (bassissimo Q).

Osservazione importante

Durante tutti i precedenti controlli non accoppiare troppo la bobina al circuito che si vuole controllare. Ciò comprometterebbe la precisione della misura, la

quale, anche in condizioni di misura ottime, dà risultati che oscillano sul $\pm 10\%$ del valore misurato con strumenti di laboratorio veri e propri.

Componenti meccanici

- 1 scatoletta di metallo
- 1 basetta supporto con boccole
- 1 interruttore bipolare a slitta a tre posizioni
- 2 colonnette per fissaggio piastrina a circuito stampato
- 1 piastrina circuito stampato
- 1 attacco per pila da 9 V
- 1 manopola con indice
- Viteria varia q.b.

Equalizzazione dei sistemi di rinforzo del suono

D. Queen - a cura di A. Contoni

L'argomento dell'equalizzazione dei sistemi di rinforzo del suono ha destato recentemente un notevole interesse; sono stati perciò diffusi caoticamente molti termini inerenti, creando una certa confusione. Così, per es., si parla di equalizzazione a larga banda e a banda stretta, di filtri di canali, di ottave di un terzo, di rapporto diretto a riverberante ecc.

Si discute largamente oggi sui pregi relativi e sui risultati di queste varie misure. Un tecnico del suono, prima di decidere di fare una particolare misura, dovrebbe conoscere esattamente ciò che quella misura è capace di dare, e, più importante, ciò che la misura non è capace di fare. La tecnologia dell'uso di filtri di canali per l'equalizzazione degli ambienti è stata resa popolare da C.P. Boner, dopo i suoi studi sugli impianti sonori di rinforzo nelle chiese, che sembravano presentare molti modi evidenti di risposta. Dopo aver eliminato i modi spuri per mezzo di filtri di larghezza di soli pochi Hz, si era intensificata la ricerca delle proprietà di rimbombo e di guadagno acustico dell'impianto. Gli studi del Boner dimostrarono che molti locali, nei quali egli lavorava, potevano essere migliorati usando una cinquantina o una sessantina di tali filtri. Si noti che il Boner ricorreva all'uso di detti filtri, dopo che l'impianto era stato costruito con componenti di alta qualità e dopo che esso era stato abbondantemente equalizzato.

Qui sta il punto dolens: la differenza fra equalizzazione a larga banda e filtraggio a canali è alquanto dubbia. L'equalizzazione a larga banda si ottiene dopo aver fatto misure della risposta dell'ambiente, usualmente per mezzo di filtri di un terzo di ottava, poi correggendo la risposta in ciascuna di queste bande di un terzo di ottava. La prassi comune è di fare misure di un terzo di ottava in vari punti del locale. Un generatore di rumore alimenta l'amplificatore o il microfono. Si media la risposta ottenuta nelle varie posizioni, poi si stimano i fattori più importanti da correggere.

I filtri da usare per correggere l'impianto con questo procedimento non devono essere più stretti di un terzo di ottava. Un simile filtro, intorno a 1 kHz è largo 200 Hz. Per contro, l'equalizzazione a banda stretta si ottiene aumentando il guadagno dell'impianto di rinforzo, fino

a che si verificano inneschi o rimbombi. Allora, si inserisce un filtro di canale alla frequenza dell'innesco o del rimbombo. Un simile filtro ha larghezza tipica di 5 Hz nei suoi punti di risposta a metà potenza.

Sorgenti di perturbazioni

Le deviazioni dall'uniformità della risposta in un impianto sonoro di rinforzo sono imputabili alle caratteristiche dell'ambiente, dei componenti elettroacustici e dall'interazione fra il locale e i componenti elettroacustici. Molti ambienti si comportano analogamente ad una canna di organo. Per ogni grande dimensione (lunghezza, larghezza, altezza), si verificano frequenze di risonanza per le frequenze corrispondenti a mezza lunghezza d'onda o ad un suo multiplo rispetto alle dimensioni. Perciò, una stanza di 9 m di lunghezza presenta risonanze a 15 Hz, 30 Hz, 45 Hz ecc. Le altre due dimensioni generano risonanze ad analoghi intervalli armonici. Si capisce che all'aumentare della frequenza, aumenta il numero di questi modi di risonanza (aumenta cioè « la densità di modo »). In realtà, nella maggior parte degli ambienti, la densità di modo sopra 250 Hz è tale che i modi sono separati di non più che 5 Hz, il loro Q è approssimativamente uguale e sono uniformemente distribuiti intorno all'ambiente, il che alle prove dà luogo ad una risposta ampiezza-frequenza essenzialmente piatta. Solo quando i locali hanno forme strane o presentano materiali assorbenti molto disuniformemente distribuiti, può accadere che l'ampiezza di qualche modo superi la media delle ampiezze dei modi, specialmente entro bande di un terzo di ottava. In queste condizioni, il locale contribuisce poco, salvo alle frequenze molto basse, alla disuniformità della risposta, a motivo dei singoli modi. Invece, l'ambiente presenta tipicamente molto maggior assorbimento e quindi attenuazione di ampiezza agli estremi della banda. La caduta all'estremo basso è dovuta principalmente alle vibrazioni delle pareti, facendo sì che il suono fuoriesca dalla camera, mentre all'estremo alto la caduta è imputabile all'assorbimento dei materiali disposti sui muri o nella stanza.

L'effetto di detto assorbimento si estende

generalmente su una banda larga, ricordando molto da vicino l'effetto dei controlli di tono.

Per poter equalizzare in queste condizioni, occorre operare a larga banda. Quando s'introduce un altoparlante o un microfono nel locale, si produce uno strano effetto. Se l'altoparlante è piazzato lontano dalle superfici riflettenti, genera una serie di picchi e di avvallamenti dipendenti dalla distanza dalla superficie, come indica la fig. 2. Queste punte e buche vanno ad un minimo, quando l'altoparlante viene applicato ad una parete. Generalmente questi massimi e minimi sono ben compresi nella banda passante del filtro di un terzo di ottava e devono essere equalizzati per mezzo di filtri a banda stretta.

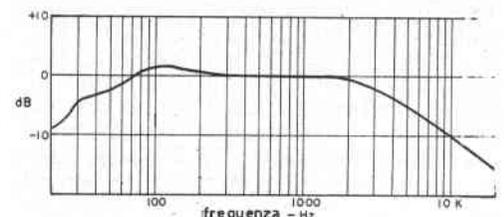
Un effetto analogo si verifica con un microfono, quando la superficie riflettente più vicina è il pavimento o la tavola di un leggio o scrittoio.

Analogamente, si minimizza l'effetto spostando il microfono intorno o sopra il piano riflettente, o, se possibile, rispetto al pavimento. L'effetto delle riflessioni dal suolo può essere minimizzato usando microfoni direzionali, ammesso che siano disposti veramente direzionalmente in tutti i piani (come si vedrà più avanti).

Amplificatori e circuiti di elaborazione dei segnali

Gli amplificatori e i circuiti di trattamento dei segnali generalmente dipendono dall'essere più o meno esenti da perturbazioni di ampiezza. Bisogna fare attenzione ad evitare che, in seguito a speciali circuiti di controllo di tono ecc., si formino eccessivi sfasamenti, che po-

Fig. 1 - La risposta in regime permanente, a larga banda di una tipica sala di assemblea (mediata su dieci ottave).



trebbero provocare reazione positiva nell'impianto.

Altoparlanti e microfoni

Le caratteristiche che si danno più comunemente per microfoni e altoparlanti destinati a sistemi di rinforzo del suono, sono la risposta in frequenza e la direttività. Queste sarebbero le caratteristiche che, a detta degli esperti, influenzerebbero principalmente la suscettibilità di un impianto a produrre ululazione. Quanto più la risposta è esente da picchi, tanto minore è la possibilità di ululazione su uno di quei picchi. Quanto maggiormente direttivi sono i trasduttori, tanto maggior suono diretto dal dicatore all'ascoltatore sarà prodotto, per una data predisposizione del guadagno dell'impianto. Allora sembrerebbe che un microfono garantito a risposta uniforme e di buona direttività, sia il miglior microfono da adottare per l'impianto. Sfortunatamente, la risposta data per un microfono è generalmente la risposta a incidenza zero, in campo libero, cioè in un ambiente non riflettente. Se si tratta di un microfono direzionale, si può rilevare la risposta ad uno o a due angoli diversi. Gli altoparlanti sono caratterizzati dalla risposta sull'asse fornita da un diagramma polare dell'altoparlante a 4 o 5 frequenze diverse. I diagrammi polari sono generalmente riportati in due piani intorno all'altoparlante. Ciò sarebbe un modo valido di caratterizzare la prestazione, se i locali avessero solo i due piani usati nelle misure per tracciare i diagrammi. Le camere normali devono essere analizzate in tre dimensioni, per far sì che la piena prestazione del trasduttore sia rivelata da una singola incidenza o da un grafico in pochi piani discreti.

Suono incidente e suono riflesso

Il problema può essere meglio compreso, mediante un esame dei vari campi sonori esistenti in un comune locale. I campi sono definiti da tempo e direzione: 1) il suono che va direttamente dalla sorgente sonora al ricevitore; 2) il suono che va dalla sorgente sonora al ricevitore con una o due riflessioni; 3) il suono che va dalla sorgente sonora al ricevitore con un numero quasi infinito di rifles-

sioni. Questi suoni sono detti rispettivamente campo diretto, campo con poche riflessioni e campo riverberante (fig. 3). Nella maggior parte della letteratura tecnica si fa distinzione fra campo con poche riflessioni e campo riverberante basandosi sulla sensibilità dell'udito umano al tempo di arrivo dei suoni. Se il suono riflesso viene percepito meno di 65 ms dopo il suono diretto, il processo dell'orecchio umano lo fonde con il suono diretto. Oltre 65 ms, il processo dell'udito umano lo percepisce come un'eco o come suono discreto. L'intelligibilità della parola generalmente è possibile nei campi di suono diretto e di suono con poche riflessioni. Recenti studi hanno dimostrato che un basso rapporto di campo diretto e con poche riflessioni a campo riverberante si comporta analogamente ad un basso rapporto segnale/disturbo agli effetti della riduzione dell'intelligibilità. All'opposto, la qualità musicale si trova in tutti i campi. Allora, un locale non riverberante, che suona molto bene per il parlato, suonerebbe morto per la musica.

Un motivo di questo fatto sta nelle caratteristiche rispetto ai transitori del locale. Il suono diretto fluisce dalla sorgente sonora al ricevitore con la velocità di propagazione del suono nell'aria, mentre la sua ampiezza diminuisce di 6 dB ad ogni raddoppiamento di distanza. Le prime riflessioni viaggiano in modo simile, sebbene la distanza, naturalmente, sia maggiore. Infine, il campo riverberante agisce analogamente ad un condensatore, che sia stato caricato. Infatti, il suo ritmo di crescita è molto simile a quello esponenziale di carica di una capacità.

Allora, i rapidi suoni transitori della parola non riescono a eccitare il campo riverberante in misura pari ai suoni continui della musica. Una stanza, che insieme con un altoparlante, presenta il rapporto suono diretto prime riflessioni a suono riverberante, nelle posizioni centrali di ascolto, uguale a 0 dB, se viene misurata con i metodi di regime permanente, può in realtà avere il suddetto rapporto uguale a 10 dB per la parola.

Quindi, per l'intelligibilità del parlato, un uditore sarebbe più informato con la risposta di un sistema altoparlante-microfono, di quanto lo sarebbe fra la sorgente sonora e il ricevitore. Ciò appare in concordanza con le caratteristiche dei micro-

foni e degli altoparlanti in termini di risposta in frequenza a incidenza zero.

La rete di reazione acustica

Una buona risposta nel campo diretto è priva di senso, se non si può aumentare il guadagno senza arrivare all'ululato. Questo avviene, perchè nella maglia di reazione indicata in fig. 4, il guadagno fra l'uscita dell'altoparlante e l'entrata del microfono diviene maggiore di uno ed in fase a una particolare frequenza. Se le caratteristiche di fase e ampiezza presentano qualche non linearità, come generalmente accade, il sistema può innescare senza ululare. È ovvio che questo percorso, che provoca ululazione, non è nella direzione dell'asse, poichè il microfono generalmente non è posto direttamente davanti all'altoparlante.

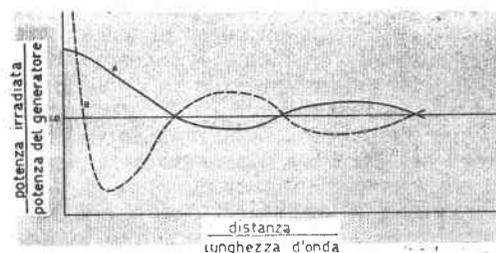
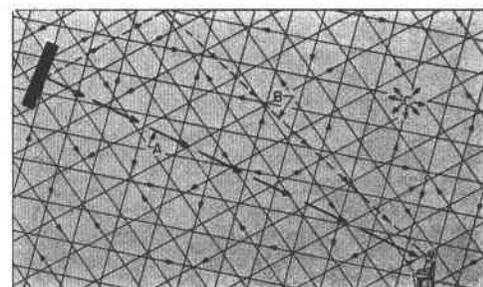


Fig. 2 - Effetto del collocamento di un altoparlante vicino ad una superficie riflettente. La curva A è relativa ad una superficie dura; la curva B è relativa ad una superficie assorbente. Per ogni distanza assegnata, le curve rappresentano la caratteristica di radiazione ampiezza-frequenza. La caratteristica sensibilità-frequenza di un microfono segue curve analoghe.

Fig. 3 - Campi sonori eccitati in un locale da un altoparlante. A è il suono diretto; B è il campo con le prime riflessioni; C è il campo riverberante.





Rapporto suono diretto a suono riverberante

Come mostrato in fig. 3, l'ampiezza del campo diretto cade a metà ad ogni raddoppio di distanza. All'opposto, quando la sorgente sonora è continua, cioè è in regime permanente, l'ampiezza del campo riverberante è quasi costante in tutto il locale (sebbene forme particolari e superficie speciali riflettenti o assorbenti possono provocare certe variazioni). In conseguenza, se uno si scosta dalla sorgente sonora, trova che l'ampiezza del campo diretto si approssima a quella del campo riverberante (fig. 5).

Qualora il microfono e l'altoparlante siano perfettamente direzionali, per cui l'altoparlante irradia solo in direzione avanti e il microfono capta solo dal davanti, e se microfono e altoparlante non sono uno di fronte all'altro, il solo percorso possibile tra il microfono e l'altoparlante è quello del campo riverberante. Sarebbero solo i picchi della risposta riverberante del locale, che provocherebbero problemi di ululazione (ammesso di aver scelto microfoni e altoparlanti aventi risposta uniforme). Abbiamo già mostrato che al disopra di 250 Hz circa, l'ambiente è essenzialmente piatto (salvo per variazioni di larga banda). Perché allora si è trovato necessario l'uso di filtri a banda stretta? La risposta può essere trovata esaminando le caratteristiche fuori asse dei trasduttori.

Incidenza distribuita rispetto alla risposta assiale dei microfoni

Per i microfoni, i diagrammi polari direzionali sono comunemente presentati come in fig. 6. Sebbene la figura li mostri in due dimensioni, essi sono in realtà tridimensionali. Il diagramma omnidirezionale ideale è una sfera con il microfono nel suo centro; il diagramma a cardiside ricorda grossolanamente la forma di una ciliegia con il microfono nello stelo; il diagramma bidirezionale è formato da due sfere tangenti tra loro con il microfono fra loro; il diagramma a ultra cardioide approssima la forma di un cetriolo con il gambo sporgente dietro il diagramma. Idealmente, questi diagrammi sono uguali a tutte le frequenze. Proprio come non

ci sono sorgenti puntiformi nel mondo reale, così non ci sono diagrammi ideali nei microfoni reali. Ci sono due modi per misurare la risposta di un microfono. Uno fornisce la risposta in campo libero, dove una sorgente, che simula da vicino una sorgente puntiforme, è collocata con un dato angolo rispetto al microfono in una camera esente da riflessioni e a una distanza pari a molte volte la massima dimensione del microfono. Usando questo metodo, si misura la risposta in frequenza attuale a vari angoli rispetto al microfono. Così si può tracciare il suo diagramma di direttività.

Il secondo metodo fornisce la risposta con incidenza distribuita (talvolta chiamata pressione). Con questo metodo, si dispone il microfono in un ambiente fortemente riverberante, in un punto dove gli pervenga scarso suono diretto da una sorgente, ma riceve un numero infinito di onde secondo un numero infinito di angoli rispetto ad esso. Usando il metodo dell'incidenza distribuita, vengono mediate tutte le risposte in campo libero rispetto ad ogni angolo. La differenza nel livello di sensibilità di un microfono fra incidenza perpendicolare e incidenza distribuita è una misura del fattore di direttività a incidenza perpendicolare di quel microfono. È chiaro che un vero microfono omnidirezionale avrebbe un fattore di direttività uguale a 1, mentre il fattore di direttività di un microfono ultracardiode sarebbe maggiore di quello degli altri tipi. Affinchè un microfono risponda alle vibrazioni nell'aria, deve avere un diaframma abbastanza grande da assorbire sufficiente energia per creare un segnale elettrico sufficientemente superiore al rumore termico della struttura del microfono, per ottenere un utile rapporto segnale/disturbo. Perciò, molti microfoni omnidirezionali hanno diametri dell'ordine di 25 mm. La fig. 7 indica che quando un'onda avente lunghezza prossima a quella del diametro del diaframma, incide sul fronte del diaframma, esso risponde allo stesso modo di un'onda avente lunghezza molto maggiore del diaframma. Se l'onda incide parallelamente al diaframma essa tende ad autocancellarsi, come passa sopra il diaframma. Allora un microfono progettato per una risposta piatta sull'asse, deve ora avere un buco nella sua risposta fuori asse. Se, d'altro canto, è progettato per una

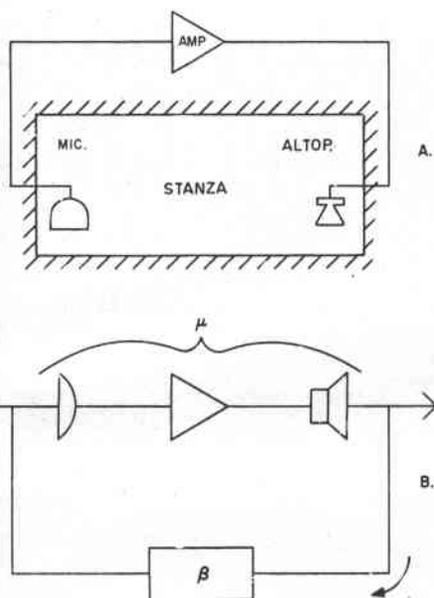


Fig. 4 - Impianto di rinforzo del suono, A e il suo equivalente elettrico B.

Fig. 5 - Relazione dei campi sonori alla distanza dall'altoparlante; A) perdita di 6dB dovuta al raddoppio della distanza per il suono diretto; B) campo riverberante.



risposta piatta con incidenza distribuita, esso ha un picco intorno a 5 kHz sull'asse. Nel primo caso, il microfono può avere una risposta non uniforme nel campo riverberante, aggravando l'ululato; nel secondo caso, il suono diretto-prime riflessioni può essere esaltato e risultare aspro.

La fig. 8 mostra la risposta di un tipico microfono cardioide di alta qualità. La risposta sull'asse risulta molto uniforme. La risposta fuori asse a 180° mostra qualche variazione, comprese le punte intorno a 200 Hz. È questa caratteristica, fuori asse, che distorce la risposta nel campo riverberante. È infatti possibile che la punta nella risposta fuori asse di un microfono direzionale possa essere sufficiente a mettere l'altoparlante nel campo diretto del microfono, cioè a quella frequenza per cui il segnale proveniente direttamente dall'altoparlante può essere più intenso del segnale, che va al microfono, partendo dall'altoparlante attraverso il campo riverberante.

Altoparlanti

I diagrammi di direttività degli altoparlanti sono pure assai soggetti a questo tipo d'inconsistenza nella curva direzionale. Poiché gli altoparlanti richiedono superficie radianti grandi rispetto alle lunghezze d'onda più brevi, che essi devono irradiare, si può rendere consistente la loro radiazione solo con metodi approssimati. In conseguenza, ogni altoparlante, anche se i suoi singoli elementi sono quasi ideali, presenta molti lobi finiti come indicato in fig. 9.

Equalizzazione dei difetti

I picchi, che provocano ululazione ad un guadagno inferiore a quello che si potrebbe raggiungere con trasduttori ideali, possono essere ridotti con filtri a banda stretta, ma bisogna fare molta attenzione con il loro uso. La fig. 10 mostra l'effetto di un filtro a 10 Hz su di un picco largo 30 Hz. Poiché il filtro è disposto nei circuiti di elaborazione del segnale, esso influenza pure il suono diretto, che perviene all'ascoltatore.

L'effetto udibile del filtro a 10 Hz è molto piccolo e con ogni probabilità

non riesce a modificare il suono percepito dall'uditore. La fig. 11 indica il risultato dell'aggiunta di altri filtri per ridurre ulteriormente il picco.

Aggiungendo questi filtri addizionali, comincia a svilupparsi un avvallamento nella risposta al campo diretto, provocando un peggioramento della qualità del suono percepito dall'uditore. Per questo motivo, e altre ragioni, i tecnici dell'acustica predicano a gran voce di aspettare a iniziare l'equalizzazione a banda stretta fino a quando siano stati accuratamente scelti e attentamente installati trasduttori della migliore qualità.

Inconvenienti dei diagrammi di direttività

Anche la risposta degli altoparlanti, come per i microfoni, può essere misurata in due modi. Un microfono di prova può leggere la risposta sotto diversi angoli rispetto all'altoparlante in un campo libero. Similmente, si può usare un altoparlante per eccitare un ambiente riverberante con un microfono disposto in modo da captare il campo riverberante, senza ricevere il campo diretto dell'altoparlante. Il primo metodo fornisce la risposta in campo libero dell'altoparlante. Il secondo misura la risposta riverberante o di potenza dell'altoparlante. La risposta di potenza è la caratteristica, che eccita il campo riverberante negli androni comuni. Spesso, a motivo dei lobi nella risposta polare degli altoparlanti, o in seguito a difficoltà nella disposizione degli altoparlanti nell'ambiente, la risposta di potenza dell'altoparlante è molto diversa dalla risposta in campo diretto. Se, quando si misura la risposta di un impianto sonoro in preparazione dell'equalizzazione a larga banda, si pone il microfono nel campo riverberante dell'altoparlante e si applica l'equalizzazione, il campo diretto dell'altoparlante può risultare gravemente distorto danneggiando la qualità del suono (fig. 12). Se, con lo stesso altoparlante, il microfono è posto vicino all'altoparlante, nel campo diretto, il campo riverberante può essere distorto al punto di aggravare l'ululato dell'impianto (fig. 13).

Efficienza dell'equalizzazione

In conseguenza di quanto sopra, si può

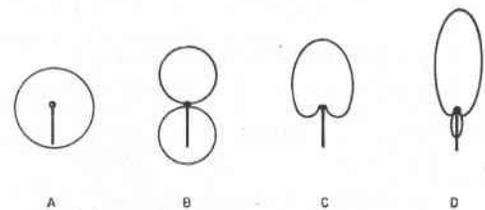


Fig. 6 - Diagrammi di direttività teorici di microfoni, A) non direzionale; B) bidirezionale; C) cardioide; D) supercardioide.

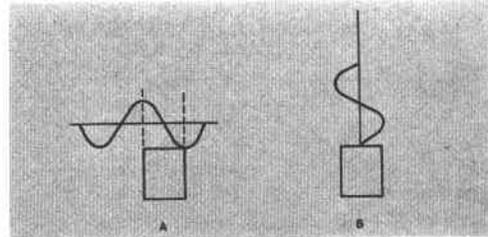


Fig. 7 - A) onda raggiungente il diaframma di un microfono con incidenza parallela (90°); B) onda raggiungente lo stesso diaframma con incidenza perpendicolare (0°). Nel caso A), semplificato per comodità d'illustrazione, il diaframma «vede» una pressione positiva uguale alla pressione negativa, producendo uno zero. Nel caso B), incidenza normale, il diaframma vede solo il fronte d'onda, perciò non si ha cancellazione a qualunque lunghezza d'onda.

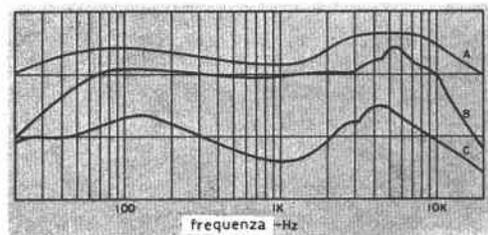


Fig. 8 - Caratteristiche sensibilità-frequenza di un microfono cardioide. A) Incidenza di disturbo distribuito; B) incidenza sull'asse (0°); C) incidenza dietro all'asse (180°).

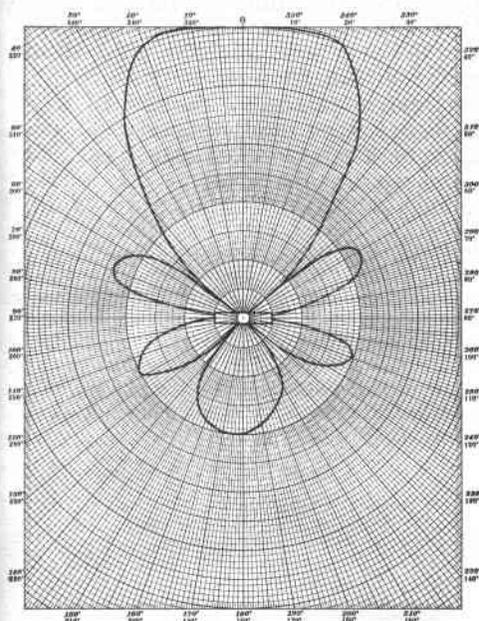


Fig. 9 - Diagramma polare di radiazione di un altoparlante in un piano e per una data frequenza.

dire che un impianto con gravi problemi di trasduzione, cioè presentante una differenza sostanziale fra le risposte in campo libero e in campo riverberante dei trasduttori, non può essere equalizzato con successo, se non si può applicare l'equalizzazione separatamente ai campi riverberante e diretto, condizione questa che si verifica raramente in pratica ed è difficile da ottenere.

Per costituire un impianto capace di forte guadagno prima che s'innesci l'ululazione, il progettista d'impianti sonori deve dapprima determinare curve di risposta fuori asse rappresentative per i suoi trasduttori e confrontarle con il campo riverberante e con la risposta sull'asse. Deve assicurarsi che la combinazione di microfono e altoparlanti che ha scelto, non provochi gravi esaltazioni nel campo riverberante.

In secondo luogo, il progettista deve mettere molta cura nel piazzamento dei microfoni e degli altoparlanti, per non provocare punte dovute a superficie riflettenti. Egli può allora procedere all'equalizzazione a larga banda. Si può ottenere l'equalizzazione a larga banda ponendo il microfono del sistema nel campo diretto dell'altoparlante, cioè abbastanza vicino all'altoparlante in modo da misurare essenzialmente il suono diretto.

Si inseriscono poi i filtri di un terzo di ottava o più larghi per appiattire la curva di risposta. Si noti che in seguito al fatto che la risposta di alta frequenza nel campo riverberante cade come in fig. 1, l'appiattimento della risposta, con un microfono in questo campo, provocherà accentuazione delle alte frequenze nel campo diretto, generando un suono stridente e sibilante.

Avendo così appiattito il campo diretto dell'impianto sonoro, si può aumentare il guadagno del sistema fino al verificarsi dell'ululato.

Si inseriscono poi filtri di canale a banda stretta per diminuire la suscettibilità all'ululazione. Tali filtri devono essere inseriti finché cominciano ad addensarsi nell'intorno delle stesse frequenze. A questo punto, il progettista deve riportarsi al campo diretto e constatare che la sua equalizzazione a larga banda non sia stata distorta dall'inserimento di eccessivi filtri a banda stretta.

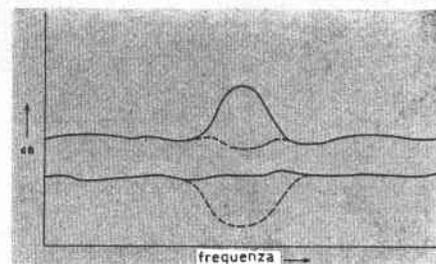


Fig. 11 - Effetto di filtri addizionali sul campo riverberante, A); sul campo di suono diretto e con le prime riflessioni, B).

Fig. 10 - Effetto di un filtro di canale largo 10 Hz sul campo riverberante, A); sul campo di suono diretto e con le prime riflessioni, B).

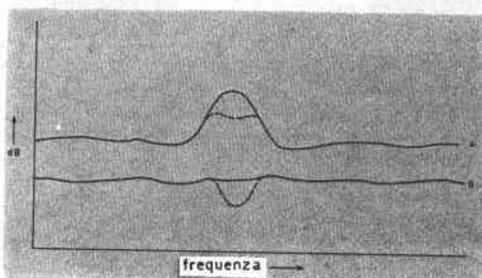
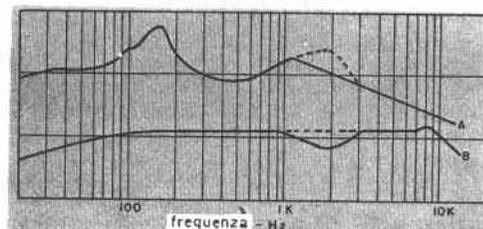


Fig. 12 - Possibile effetto dell'equalizzazione sul campo di suono diretto e con le prime riflessioni, B), e sul campo riverberante, A).



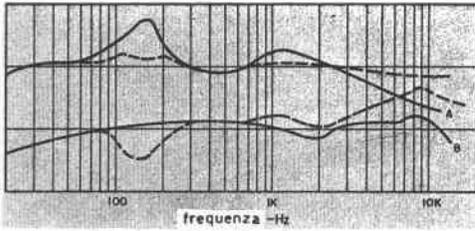


Fig. 13 - Possibile effetto dell'equalizzazione sul campo riverberante, A) e sul campo di suono diretto e con le prime riflessioni, B).

Conclusione

L'equalizzazione degli impianti sonori deve essere adottata solo come ultimo passo nel progetto di un impianto sonoro e non deve essere usata quando non si è presa cura nella scelta e nella disposizione di altoparlanti e microfoni.

Per il rinforzo della parola, bisogna fare in modo da portare il suono diretto del dicente alle orecchie dell'ascoltatore. Per fare ciò, microfoni e altoparlanti devono essere più direzionali possibile, supposto che la loro risposta fuori asse sia altrettanto uniforme di quella sull'asse. Se si riesce a ottenere questo, il miglioramento del guadagno ottenibile, prima che subentri l'ululazione, con altoparlanti e microfoni direzionali, risulterà

proporzionale ai fattori di direttività degli altoparlanti e dei microfoni. Miglioramenti del guadagno superiori a 20 dB in impianti di uso comune, si possono ottenere con un'opportuna scelta e un'oculata disposizione degli altoparlanti e dei microfoni. L'operazione successiva, cioè il processo di equalizzazione, può fornire ulteriori guadagni dell'ordine di 6 ÷ 15 dB.

Bibliografia

1. C. P. Boner e C. R. Boner, « Procedimento per il controllo dei modi d'innesco di un ambiente e dei modi di reazione negli impianti sonori con filtri a banda stretta », J. Audio Eng. Soc., Vol. 13, N. 4 (1965).
2. C. P. Boner e R. E. Boner, « Il guadagno di un impianto sonoro », J. Audio Eng. Soc., Vol. 17, N. 2 (1969).

da Audio - novembre 1972

Impianto TVC per Hong Kong

Questo veicolo della EMI per riprese televisive esterne a colori fa parte di un contratto fra la nota società inglese di elettronica e la Rediffusion (Hong Kong) Ltd. per la conversione degli studi televisivi di Hong Kong dal monocromo al colore. Il veicolo per riprese esterne è dotato di un generatore, di apparecchi per registrazioni televisive a nastro, di un'antenna telescopica di circa 9 metri e di collegamento portatile a microonde per la ritrasmissione delle riprese allo studio.



EMI Electronics and Industrial Creation, Hayes, Middlesex, England.

Rivelazione sincrona nei radioricevitori - parte I

Pat Hawker - a cura di G. Rebola

Ultimamente vi è stato un continuo aumento dei più svariati tipi di rivelatori sincroni o coerenti nelle comunicazioni radio, nei trasmettitori circolari e nella strumentazione. Da oltre dieci anni si fa uso del rivelatore a prodotto nei ricevitori: rivelatori sincroni sono utilizzati nei decodificatori stereo e della televisione a colori. Vi è ora un aumentato interesse fra i radioamatori per i ricevitori « a conversione diretta » in alternativa a quelli del tipo convenzionale. La disponibilità sul mercato di circuiti integrati come rivelatori da aggancio di fase testimonia l'aumentato interesse per questa tecnica.

Di più, i vantaggi della demodulazione sincrona quando applicata ai segnali televisivi a banda laterale soppressa ha condotto allo sviluppo di speciali rivelatori sincroni per i ricevitori ripetitori di alta qualità. In un prossimo futuro sembra possibile che il « controllo di fase » e le tecniche associate apriranno la strada ad una più ampia utilizzazione della trasmissione a doppia banda con portante soppressa per radiomobili, tramettitori circolari in S.S.B. o a banda relativamente stretta V.H.F./M.A. La potenzialità di un tale sistema noto come « bi-aural » rivelatore sincrono a portante esaltata, che sarà descritto nella 2ª Parte, è già stata lungamente provata in certe zone. Questa lista potrebbe essere allungata, ma nell'elencazione tecnica, vi è il pericolo di sottovalutare l'inflessibilità dei sistemi di trasmissioni circolari e standard, risultante dalla grande massa di utilizzatori degli attuali sistemi. Indipendentemente dai molti vantaggi attribuiti alla rivelazione sincrona non si può tacere che la rivelazione con il semplice diodo e il rivelatore supereterodina hanno i giorni contati. Nondimeno il tempo è maturo per rivedere, in termini non matematici, certi aspetti del crescente interesse per la rivelazione sincrona e sottolineare come ciò possa influenzare lo sviluppo dei ricevitori per trasmissioni circolari e per radioamatori. Una delle caratteristiche più attrattive del rivelatore sincrono ad aggancio di fase e la sua flessibilità; infatti esso può essere destinato alle seguenti trasmissioni: M.A., S.S.B., D.S.B.S.C., M.F., N.B.M.F., C.W.eR.T.T.Y. (radiotelecriventi). Inoltre è stato dimostrato che il rivelatore sincrono fornisce prestazioni ottime riguardo il se-

gnale/disturbo per livelli di segnale molto bassi, laddove il rivelatore a diodo è notoriamente inefficiente (Fig. 1). Per bassi rapporti s/n il rivelatore di involuppo distorce o può perdere il segnale. Il rivelatore sincrono conserva il rapporto s/n e così rende possibile l'uso di un'efficace manipolazione del segnale dopo la rivelazione, permettendo la ricostruzione mediante integrazione di certi tipi di segnale anche se sommersi dal rumore. Per le trasmissioni circolari, l'attrazione della rivelazione sincrona è la flessibilità che vengono ad assumere i ricevitori aprendo la strada all'uso di differenti modi. Inversamente, studi eseguiti dalla B.B.C. - Dipartimento delle Ricerche in collaborazione con la B.B.C. e I.B.A. - hanno chiarito i problemi pratici sorti nell'adozione della rivelazione sincrona nei semplici ricevitori portatili. Essi hanno dimostrato che i benefici marginali sull'a.m. difficilmente compenserebbero l'utilizzatore del maggior costo e consumo di batterie. Chiaramente certe forme di rivelazione sincrona saranno fondamentali se all'utilizzatore sarà offerto un risparmio di spazio nello spettro di frequenze, tali come la S.S.B. e la banda relativamente stretta V.H.F./M.F.

Le prestazioni del rivelatore a diodo possono essere migliorate per i segnali deboli mediante la tecnica della portante esaltata, che può essere vista come una forma di rivelazione sincrona. In questo sistema una portante generata localmente è sommata al segnale in arrivo per fare sì che il rivelatore a diodo lavori ad un sufficiente livello.

La rivelazione sincrona è fondamentalmente un processo lineare di conversione di frequenza. Il segnale R.F. o F.I. è messo in battimento con un segnale avente la stessa frequenza originale e quindi fatto passare attraverso un filtro passa-basso onde rimuovere le residue componenti di v.f., in tal modo i prodotti di modulazione sono riconvertiti alle loro frequenze originali. Onde migliorare il campo dinamico e limitare il numero di prodotti (di frequenze) indesiderati si può utilizzare il metodo del bilanciamento.

Quando il segnale R.F. in arrivo è applicato al rivelatore sincrono, senza essere primo traslato alla frequenza intermedia, si ha il sistema frequentemente chiamato « conversione-diretta » Fig. 2.

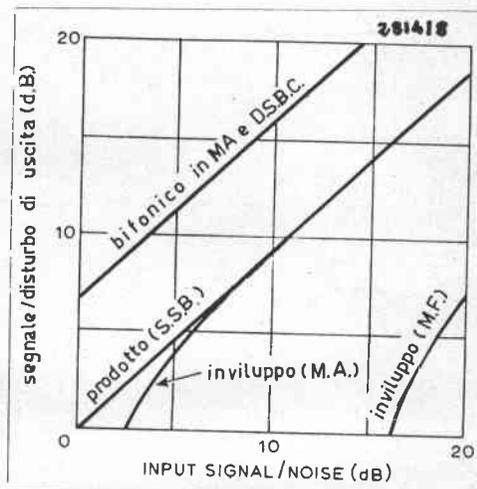
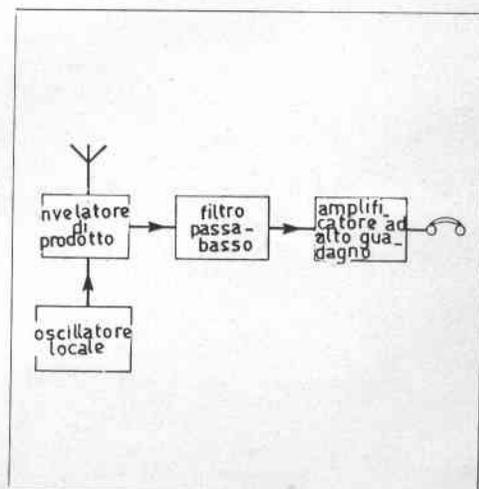


Fig. 1 - Effetto dei demodulatori sul rapporto segnale/rumore.

Fig. 2 - Schema tipo per un ricevitore a conversione diretta.



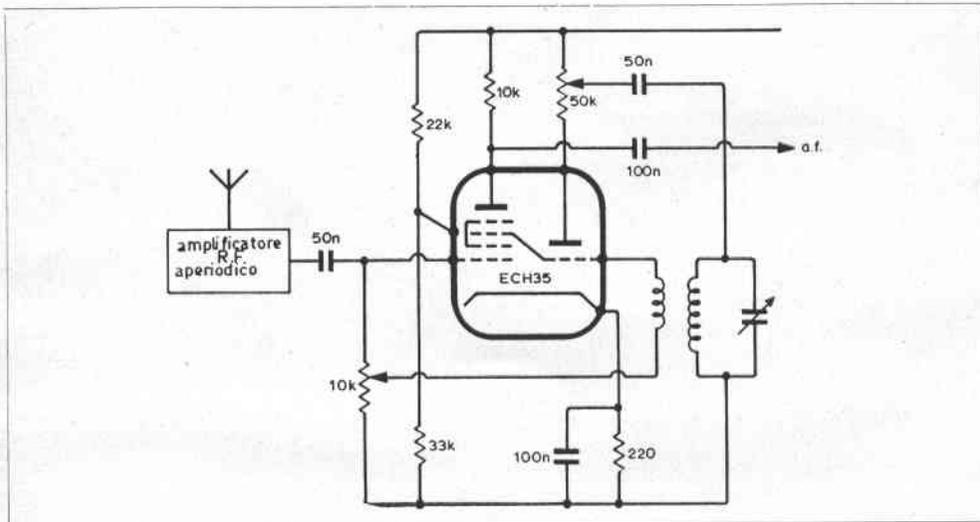
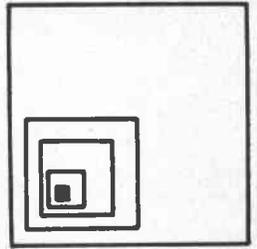
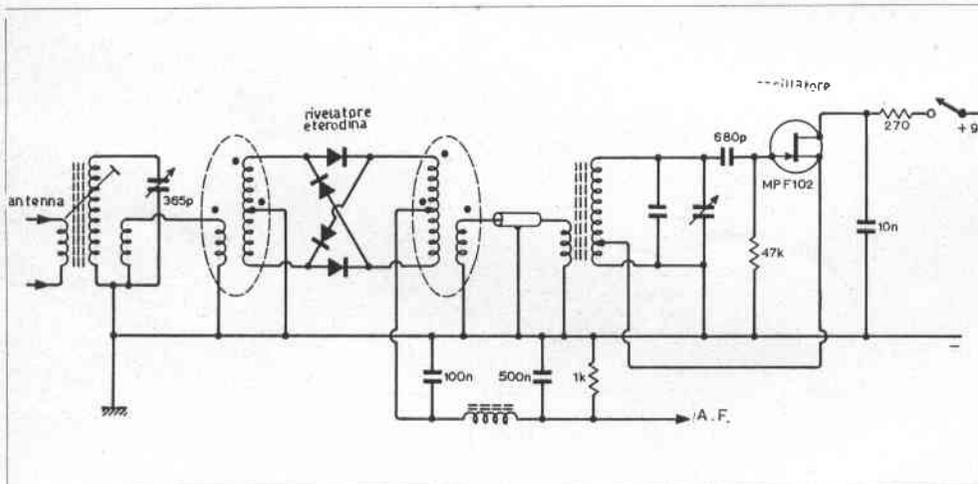


Fig. 3 - Rivelatore mixer Synchrodyne descritto da Tucker nel 1947.

Fig. 4 - Rivelatore ad anello doppio bilanciato con oscillatore locale del ricevitore a conversione diretta di Hayward e Bingham, sui 3,5 MHz.



Una portante è necessaria sia per la rivelazione ad involuppo o a prodotto; questa portante può essere trasmessa unitamente alle bande laterali, come in M.A., oppure generata localmente e inserita nel ricevitore per il sistema di portante soppressa. Ogni differenza in frequenza fra la portante inserita e la portante originale porta ad uno spostamento di frequenza nel segnale d'informazione. Le analisi hanno dimostrato che per la voce l'entità dello spostamento di frequenza, che può essere tollerata dipende dalla direzione nella quale avviene lo spostamento e dal rapporto s/n; ma in sostanza uno spostamento di circa 100 ÷ 300 Hz non degrada seriamente l'intelligibilità della parola particolarmente per un orecchio abituato.

Così per la fonia in S.S.B. è comune pratica l'usare la rivelazione sincrona nella forma più semplice di rivelatore a prodotto e di un oscillatore libero per la inserzione della portante. Per la ricezione della musica, una più stretta coincidenza di frequenza fra la portante di trasmissione e la portante di ricezione è necessaria, all'incirca 2 Hz o anche meno. Una tolleranza ancora più stretta è richiesta per certi tipi di trasmissione in S.S.B. come la forma « Lincompex » o la telegrafia « Piccolo ».

Se la S.S.B. fosse ampiamente utilizzata per le trasmissioni circolari, un rivelatore a prodotto convenzionale del tipo usato nei ricevitori per comunicazioni sarebbe non utilizzabile. Si dovrebbe utilizzare una delle più complesse forme di rivelazione sincrona con la reinserzione della portante, virtualmente in coerenza di fase con la portante originaria, o in alternativa prevedendo un sistema di a.f.c. L'utilizzazione di un a.f.c. nel sistema con la portante soppressa per livelli estremamente bassi presenta chiaramente delle difficoltà, ma un recente suggerimento di Villard dimostra che il controllo ad aggancio di fase e/o le tecniche del passaggio per il livello zero potrebbero essere usate, almeno nelle applicazioni per comunicazioni.

Per la rivelazione sincrona di trasmissione a portante soppressa in M.A. o a doppia banda laterale si hanno due principali strade. Un ricevitore moderno per comunicazioni equipaggiato con un buon filtro S.S.B. a cristallo o meccanico può separare la D.S.B. filtrando una banda

laterale e la portante se presente e quindi presentare ad un rivelatore a prodotto convenzionale il segnale come S.S.B. In un tale sistema si avrebbe la perdita dei vantaggi potenziali, che sorgono dalla demodulazione coerente delle due bande laterali, includendo la maggior insensibilità ai segnali interferenti in banda stretta. Haviland ha messo per chiaro che se si vuol valutare esattamente la « figura di merito » di differenti sistemi di modulazione, bisogna tenere in conto il tipo di rivelazione utilizzato nel ricevitore e le sue prestazioni in condizioni di interferenza casuale. Onde sfruttare la presenza delle due bande laterali noi dobbiamo utilizzare una portante pienamente coerente nella fase; cioè a dire che la portante localmente generata deve avere una relazione di fase entro pochi gradi con la portante in arrivo. Come detto precedentemente, si ottengono in M.A. simili benefici utilizzando una portante si da realizzare la rivelazione a portante esaltata. Un oscillatore locale accordabile o controllato a cristallo non può essere mantenuto in relazione di fase così stretta se non applicando un controllo di sincronizzazione. Nella sua forma più semplice la sincronizzazione può essere realizzata applicando una parte della portante, se disponibile, in arrivo ad un oscillatore fuori fase o libero.

(Anche nel sistema a portante soppressa una debole portante può essere disponibile dopo un accurato filtraggio). Questa strada forma il fondamento del ricevitore del Tucker detto « synchrodyne » o « a conversione diretta ».

Tali progetti hanno mostrato che praticamente l'effettiva coerenza di fase può essere normalmente raggiunta iniettando una parte del segnale in arrivo all'oscillatore locale che viene così controllato. Questa tecnica era conosciuta da molti anni, ma il Tucker ha dimostrato che essa può fornire una soddisfacente base per ricevitori per trasmissioni circolari di varia complessità, rivelando il segnale R.F. in arrivo direttamente senza alcuna amplificazione a frequenza intermedia. (La maggiore parte della tecnica utilizzata nella conversione diretta nei ricevitori per radioamatori era stata preannunciata dagli articoli di Tucker e dalla loro discussione).

Il ricevitore « synchrodyne » consiste quindi in un possibile amplificatore a

R.F., in uno stadio convertitore di frequenza (rivelatore a prodotto più l'oscillatore locale sincronizzato), in un filtro audio post-rivelatore, il quale determina la selettività del ricevitore, seguito da un amplificatore audio ad alto guadagno. Esso costituisce una forma di ricevitore « lineare » (R.F.), ma, a causa della sua forma lineare di rivelazione, permette che la selettività sia governata dal filtro audio senza problemi di modulazione incrociata e saturazioni che avvengono allorquando si utilizza un ricevitore convenzionale.

Nei suoi articoli, il Tucker ha presentato ricevitori che utilizzano varie forme di rivelatori sincroni: un semplice convertitore di frequenza triodo-esodo (Fig. 3); un rivelatore ad anello doppiamente bilanciato; e un rivelatore a quattro diodi bilanciato del tipo Cowan. Almeno uno di questi ricevitori è stato esposto nelle Mostre Radio Londinesi nel primo dopoguerra ed un certo numero costruito in casa. Alcuni costruttori hanno avuto difficoltà nell'assicurare l'esatta sincronizzazione dell'oscillatore locale; altri hanno scoperto la criticità dell'accordo a causa dei fischi che si venivano a ingenerare. Per quanto l'autore abbia cercato non trovò nessun modello commerciale.

Fra la corrispondenza nata a quel tempo vi fu il suggerimento di Apthrope, che doveva essere possibile sincronizzare l'oscillatore usando una frequenza doppia

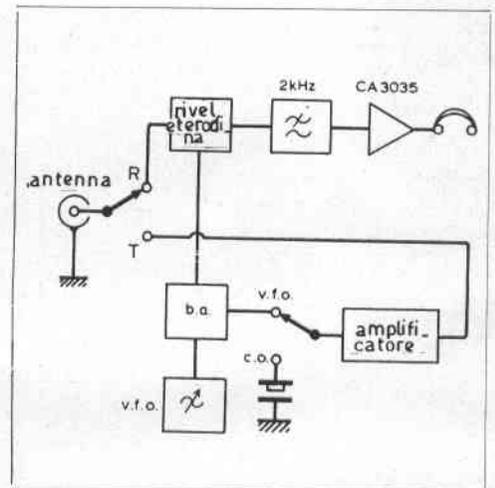
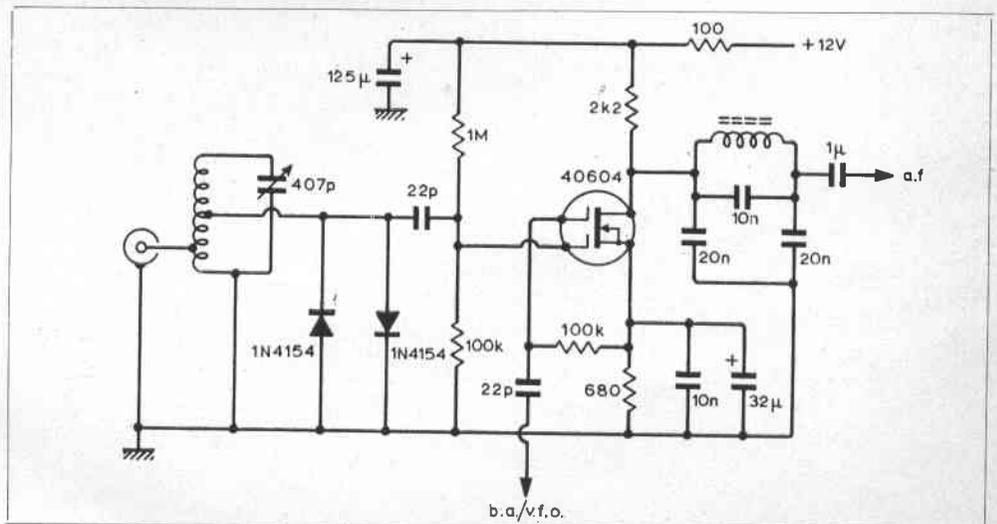


Fig. 5 - Semplice rice-trasmittente utilizzando lo stesso oscillatore per la rivelazione sincrona e per il v.f. del trasmettente.

Fig. 6 - Filtro audio di elevate caratteristiche progettato da P.G. Martin, da usarsi nei ricevitori a conversione diretta.



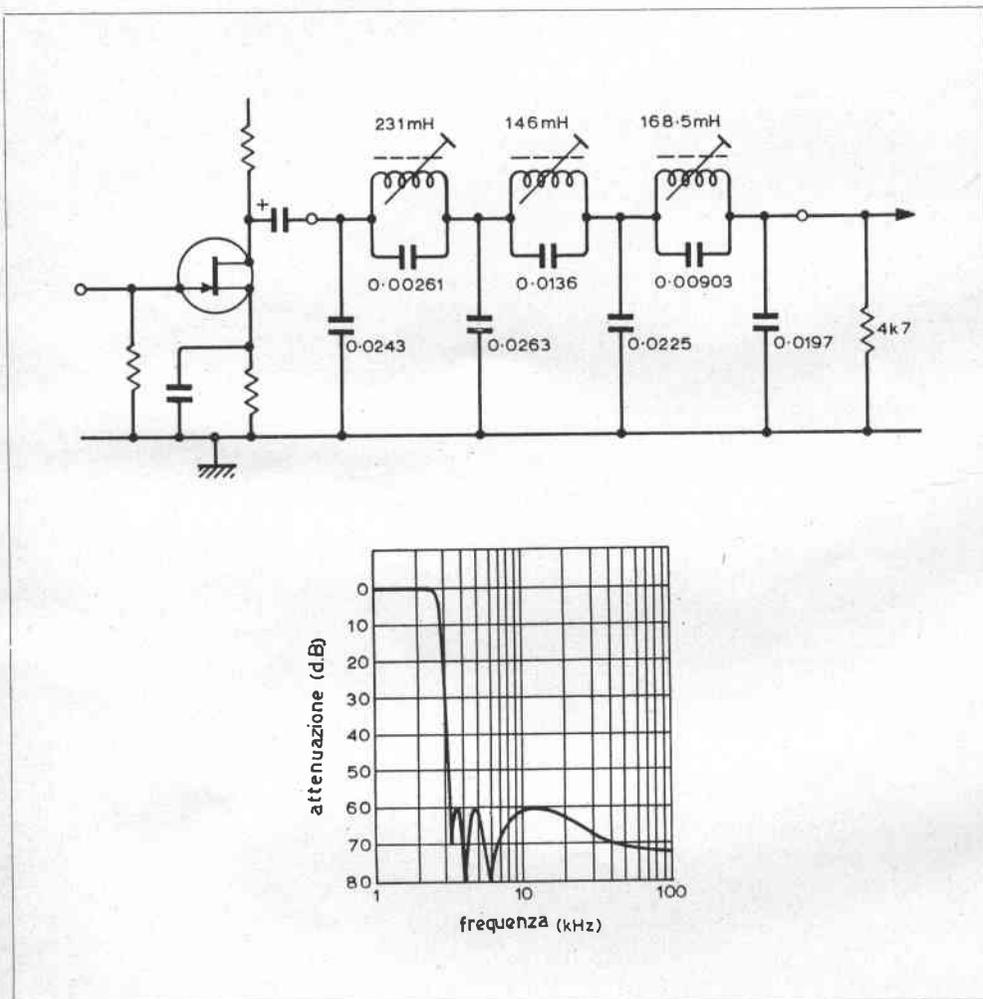
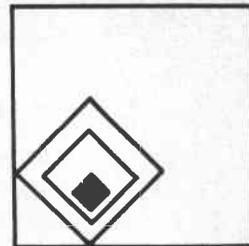


Fig. 7 - Mosfet a due porte rivelatore eterodina utilizzato nel rice-tras. Ten-Tec.

rispetto a quella della portante. Un tale segnale poteva essere derivato mediante rettificazione a piena onda di una parte del segnale in arrivo. Questa tecnica è stata recentemente rispolverata, come alternativa al controllo di fase, da Macario nella sua analisi di rivelatori sincroni per R.F. e V.H.F./D.S.B.S.C.

Il periodo del « synchrodyne » ha anche prodotto un altro suggerimento: che una banda laterale potrebbe essere sfasata mediante l'uso della tecnica delle due fasi in quadratura. Questo sistema era stato prima usato da Costas (vedi più avanti) ed applicata da un certo numero di radioamatori per i loro ricevitori di alta qualità a « conversione diretta ». Indubbiamente il « synchrodyne » era un altro esempio di una tecnica più avanzata della tecnologia; una sua più ampia diffusione doveva attendere lo sviluppo dei dispositivi a semiconduttori. Lo sviluppo fu anche influenzato dal sopraggiungere dei radioamatori con la S.S.B. ed il maggior uso delle tecniche di fasatura per i generatori S.S.B. e di demodulazione aggiuntive. Villard illustrò l'uso del rivelatore bilanciato a prodotto destinato a rendere più operativo l'uso di un filtro audio post-rivelazione e la sua idea ha formato la base per il primo semplice ricevitore a conversione diretta presentato da White destinato alla ricezione di segnali C.W. e S.S.B. I demodulatori del tipo a controllo di fase per una sola banda laterale non raggiunsero mai un ampio uso a causa dello sviluppo dei filtri a cristallo e meccanici per S.S.B. molto efficaci, ma un certo numero fu illustrato includendo molti della General Electric (U.S.A.), tali come il « Signal Slicer ».

Ma il più potente difensore del sistema sincrono e dei ricevitori a conversione diretta durante il 1950 fu indubbiamente J.P. Costas della General Electric. Nel numero di Dicembre del 1956 del Proc. I.R.E., dedicato esclusivamente alla S.S.B. attaccò l'opinione comune dimostrando che il principale argomento a favore della S.S.B. era basato sulla rivelazione convenzionale e non sarebbe stato valido se i ricevitori avessero utilizzato pienamente la rivelazione sincrona. Egli sottolineò, come il Tucker aveva già fatto, i vantaggi della conversione diretta e fornì certi dettagli di ricevitori sperimentali di elevate prestazioni (e chiaramente molto

complessi) come l'AN/FRR-48 (XW-1). Questa complessità era molto grande a causa dell'uso di un sintetizzatore di frequenze di quel periodo; egli inoltre usò una rivelazione sincrona a due fasi, agganciando in fase l'oscillatore locale mediante l'uso di un discriminatore di fase. Il Costas dimostrò che i ricevitori a conversione diretta eliminano il problema fondamentale dei ricevitori supereterodina che è la frequenza immagine, come pure l'opportunità di usare un filtraggio economico dopo la rivelazione onde ottenere una estrema selettività. Indipendentemente dell'attacco alla S.S.B., il Costas difensore della D.S.B.S.C. e dei ricevitori a conversione diretta con controllo di fase, ebbe poco effetto immediato. Ancora oggi la S.S.B. ha credito come il sistema di comunicazione a più alta efficienza e un più economico uso dello spettro di frequenze. Ambedue le questioni sono aperte al dibattito.

Nondimeno il semplice ricevitore a diretta conversione, il quale non raggiunge la coerenza di fase, incomincia ad attirare l'attenzione degli amatori autocostruttori non disposti all'aumentato prezzo dei ricevitori per la ricezione della S.S.B. - K. Spaargaren (PAOKSB) ha descritto un semplice ricevitore a stato solido per la frequenza di 3,5 MHz utilizzando cinque transistori bipolari e un singolo demodulatore bilanciato. Questo progetto è stato ristampato in U.K. ed ha attirato considerevole interesse. Nell'anno seguente, due amatori americani Hayward e Bingham hanno presentato un progetto utilizzando quattro diodi « hot-carrier » come demodulatore ad anello con un f.e.t. come oscillatore locale (Fig. 4). Contemporaneamente Charles Bryant (GW3SB) ha dimostrato che, per scopi amatoriali, il ricevitore a conversione diretta forma una base per un semplice ricetrasmittente perchè, a differenza della supereterodina, l'oscillatore ha virtualmente la stessa frequenza usata dal trasmettitore. Questa strada è stata seguita da un certo numero di radioamatori e costituisce il principio di funzionamento di un ricetrasmittente a basso prezzo denominato « Ten-Tec » (Fig. 5 e 6).

Molti radioamatori hanno scoperto che

un semplice ricevitore a conversione diretta può fornire prestazioni paragonabili a quelle di una supereterodina di prezzo medio, particolarmente quando si usi un rivelatore eterodina bilanciato ed un oscillatore locale con buona stabilità e demoltiplicato. La selettività di un buon ricevitore a conversione diretta è attribuita al progetto del filtro passa basso dopo il rivelatore: in fig. 7 è la curva di risposta di un filtro S.S.B. progettato da P.G. Martin (G3PDM) con un fattore di pendenza (6 ÷ 60 dB) di 1,18 con frequenza di taglio a 3 kHz e attenuazione finale di 75 dB.

Teoricamente non vi è la necessità di circuiti accordati ad alta selettività o amplificazione in R.F. prima del « mixer », purchè questo sia del tipo a basso rumore come quello che utilizza i diodi Schottky. In pratica è però consigliabile inserire un ragionevole grado di selettività per il segnale e uno stadio a basso guadagno onde prevenire il sovraccarico del rivelatore a causa di intensi segnali locali ed eliminare risposte spurie che possono provenire dalle armoniche dell'oscillatore locale. Realizzando il rivelatore perfettamente lineare quella è l'unica forma di risposta spuria, la qual cosa rappresenta un notevole vantaggio rispetto la semplice supereterodina. Molti progetti sono apparsi in pochi anni sulla stampa per i radioamatori. Nella generalità, tali progetti sono normalmente presentati come utilizzabili per la ricezione della S.S.B. e C.W.; certe possibilità di ricezione per la M.A. sono raggiunte con l'uso di oscillatori stabili o facendo lavorare il rivelatore con la portante esaltata.

Tutti questi sviluppi hanno sottolineato la funzionalità dei ricevitori a conversione diretta, anche quando questi sono di estrema semplicità. Nella 2ª parte si discuterà come le prestazioni possano essere migliorate mediante l'uso della tecnica delle due fasi in quadratura e indicherà come la rivelazione sincrona possa essere applicata alla ricezione delle trasmissioni circolari mediante l'uso dei demodulatori a controllo di fase e si sottolineerà le funzioni e i vantaggi della rivelazione sincrona « bi-aural ».

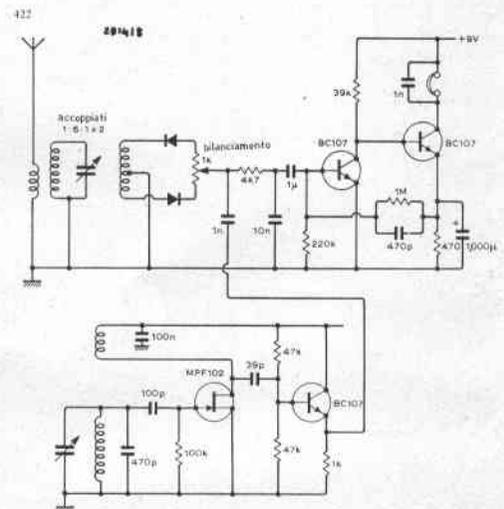


Fig. 8 - Più semplice di così! - Un ricevitore a conversione diretta sui 3,5 MHz progettato da K. Spaargaren.

(continua)

da Wireless World - settembre 1972

Rivelazione sincrona nei radioricevitori - parte II

P. Hawker - a cura di G. Rebora

I principali vantaggi della rivelazione sincrona, visti nella 1ª parte, sono la versatilità nei riguardi dei tipi di modulazione che essa accetta; il fatto di non degradare il rapporto segnale/disturbo a bassi livelli di segnale e un buon campo dinamico quando si utilizzano tipi bilanciati. Inoltre il più semplice tipo di rivelazione sincrona - rivelatori a prodotto per S.S.B. e ricevitori a conversione diretta per S.S.B. e C.W. - non necessita della coerenza di fase.

Se si deve ottenere una piena flessibilità e la rivelazione sincrona deve essere usata nei ricevitori commerciali allora qualche cosa di più è necessario: si deve quindi inserire una qualche forma di controllo automatico dell'oscillatore. La storia insegna che ciò deve essere fatto molto più elegantemente che la semplice sincronizzazione dell'oscillatore locale mediante una parte del segnale in arrivo, come è stato proposto, per il ricevitore « synchrodyne ». Si deve essere in grado di agganciare l'oscillatore sia direttamente sul segnale in arrivo, sia sui segnali derivati dalle bande laterali in arrivo. Vale la pena di dare un altro sguardo alla tecnica della conversione diretta.

Gli estremamente semplici ricevitori illustrati nella 1ª parte possono fornire sorprendenti risultati con una eccellente selettività, ma non possono raggiungere la vera ricezione di un solo segnale poiché l'immagine audio indica che il ricevitore risponderà ai segnali in arrivo su ambedue i lati della frequenza dell'oscillatore locale indipendentemente dalla bontà del filtro audio. Fortunatamente questo problema può essere risolto, a scapito di una certa complessità, con un limite di 30 ÷ 45 dB di reiezione mediante l'uso delle tecniche della quadratura di fase. Una quantità di progetti di ricevitori a conversione diretta a due fasi è già stata pubblicata.

Per esempio, la Fig. 1 illustra lo schema a blocchi di un ricevitore per 14 MHz descritto dal Taylor; questo fornisce la vera ricezione della banda singola sfasando un complesso di bande laterali in modo simile a quello usato nei generatori S.S.B. del tipo a fasatura. Infatti il progettista ha utilizzato una rete sfasatrice standard di Barkev e Williamson nella sezione dell'audio combinatore. Questa tecnica è la stessa di quella utilizzata per la ricezione S.S.B. nell'unità ri-

cordata nella 1ª parte come « Signal Slicer ».

Una strada fundamentalmente simile è stata seguita da Spaargaren in un ricevitore sperimentale di elevate prestazioni per la banda di 3,5 MHz. In questo ricevitore uno stadio r.f. « cascode » di f.e.t. a guadagno controllato è seguito da due rivelatori bilanciati (Fig. 2) a doppi diodi con l'oscillatore spostato in fase di 90° (Fig. 3) onde ottenere l'iniezione del suo segnale in quadratura di fase. Le uscite in audio frequenza, dopo una preliminare amplificazione, sono in modo simile fatte passare attraverso una rete attiva, che sfasa di 90° (Fig. 4). Successivamente i due segnali vengono combinati e introdotti in un filtro attivo passa basso a cinque sezioni ed alla fine applicato, si ha ora un solo segnale, all'amplificatore audio principale. Egli ha dichiarato di aver ottenuto una soppressione della banda laterale di 40 dB. Ricevitori di questo tipo, quantunque più complessi dei ricevitori a conversione diretta, sono tuttavia più semplici e più economici da costruire rispetto ai ricevitori supereterodina di paragonabili prestazioni.

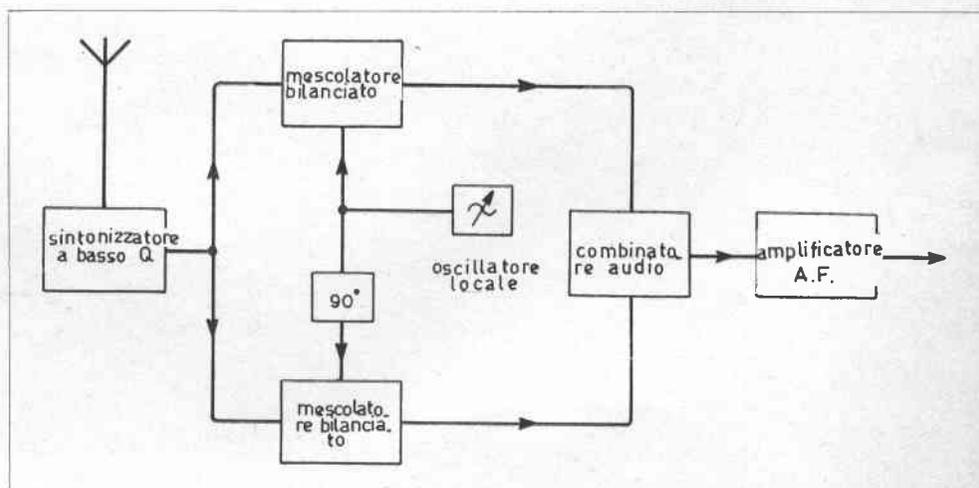
Ulteriori possibilità esistono in questo campo. Per esempio, i componenti critici nelle reti di sfasamento possono essere eliminati utilizzando la tecnica digitale a circuiti integrati. Un notevole interesse ha sollevato recentemente lo spostamento di fase digitale non solamente per i semplici demodulatori S.S.B. per i trasmettitori circolari, ma anche per

i generatori per S.S.B., possibilmente basati sul « terzo metodo » per la S.S.B.

Rivelatori a controllo di fase

Il rivelatore fondamentale sincrono a controllo di fase, per esempio come quello usato nel ricevitore sperimentale descritto da Costas nel 1956 (Fig. 5), è conosciuto da molti anni, ma sino ad ora il suo uso è stato limitato a ricevitori complessi cioè a quelli usati per la telemetria spaziale. L'inserimento del controllo di fase in un ricevitore implica, fra gli altri vantaggi, che esso può utilizzare una larghezza di banda di rumore virtualmente eguale a quella dell'informazione utile. La situazione è stata cambiata con l'attuale disponibilità di circuiti integrati condizionatori e rivelatori di segnali, i quali offrono un completo rivelatore a controllo di fase in un solo dispositivo (Fig. 6). Tipicamente un circuito integrato contiene un oscillatore controllato in tensione, un comparatore di fase, un amplificatore e un filtro passa basso. Certi dispositivi sono utilizzabili solo per la rivelazione della M.F., mentre altri includono rivelatori a prodotto per altri modi di modulazione, S.S.B. inclusa. Un tale dispositivo permette la demodulazione della M.F. senza l'ausilio di circuiti esterni accordati (Fig. 8). Il control-

Fig. 1 - Ricevitore a conversione diretta bifase ricevente un solo segnale in S.S.B. e in C.W.



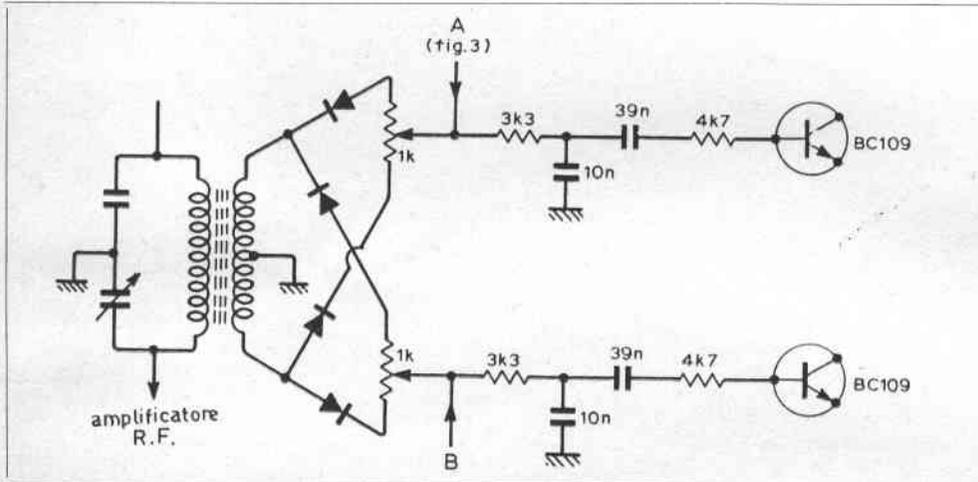
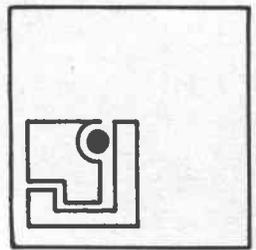
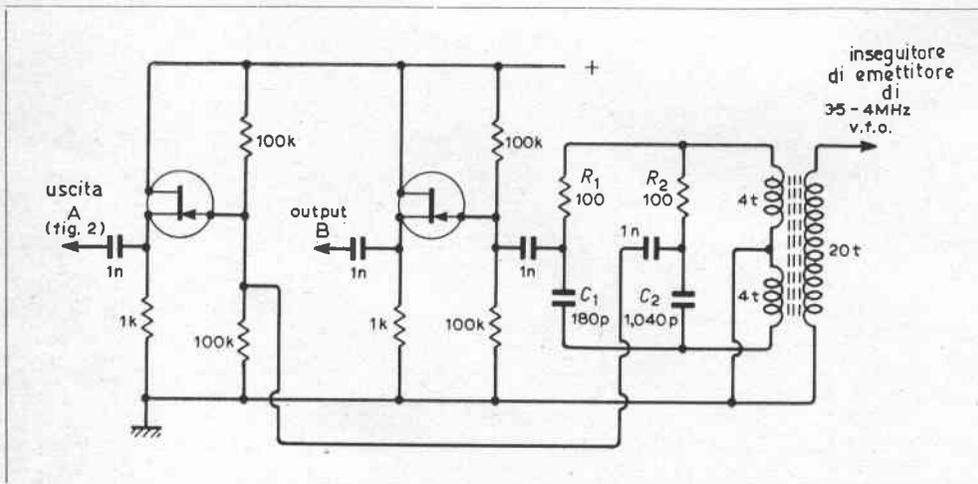


Fig. 2 - Rivelatori del tipo a fase con diodi bilanciati per il ricevitore bifase a conversione diretta - (Spaargaren).

Fig. 3 - Reti a spostamento di fase utilizzate per ottenere l'iniezione in quadratura dei segnali per i rivelatori di Fig. 2.



lo di fase può essere esternamente accordato mediante un solo elemento regolabile in un campo di frequenze di 1 Hz a più di 30 MHz. Fra di essi, un dispositivo, quello della Signetics NE560B fornisce un filtro accordabile a banda stretta con una selettività paragonabile a quella di tre stadi convenzionali accordati in F.I.

Il controllo di fase è un circuito simile a quello usato nei controlli automatici di frequenza per molti anni, ma in grado di mantenere la coerenza di fase dell'oscillatore (v.c.o.) con il segnale in arrivo. Ciò sta a significare che la frequenza iniziale del v.c. o non necessita essere accordata in modo preciso o stabile, perchè quando essa sarà nel campo di aggancio l'oscillatore sarà automaticamente portato alla frequenza del segnale di ingresso e mantenuto in frequenza.

Per la convenzionale M.F. o la M.F. a banda stretta il controllo di fase fornisce un discriminatore ad alta efficienza ed elimina la necessità dei normali rivelatori a rapporto o rivelatori M.F. in quadratura per tutti i segnali superiori ad un basso valore di soglia. W.N. Burridge ha dichiarato che usando un dispositivo NE560B come rivelatore M.F. per i segnali televisivi del suono, ha ottenuto dei buoni risultati anche a grandi distanze. Egli ha anche usato il NE561B in un rivelatore M.A./M.F. sulla banda amatoriale 144 MHz, e 432 MHz, usando una media frequenza (F.I.) di 1,6 MHz.

Fra le applicazioni suggerite dalla « Signetics » per i loro dispositivi NE560 e NE561 citiamo: frequenza intermedia e rivelatore per ricevitori M.F.; amplificatore e rivelatore F.I. per il canale audio nei ricevitori televisivi; ricevitori accordati M.A./O.M. del tipo a conversione diretta (Fig. 9); ricevitori « Storecast » (s.c.a.) e simili.

Si deve ammettere che il costo di questi rivelatori particolari è assai alto per gli esperimenti dei radioamatori, ma certe unità, da usarsi in rivelatori a banda stretta per M.F. per medie frequenze di 500 kHz, costano abbastanza poco.

Recentemente K. Spaargaren ha mostrato che è possibile ottenere risultati usando tre circuiti integrati t.t.l. (*) di basso

(*) N.d.T. L'SN7400 è una « Porta NAND » positiva quadrupla con 2 ingressi. L'SN7413 è una « Porta NAND » positiva duale con 4 ingressi « Schmidt triggered ».

costo oltre a pochi altri componenti (Fig. 10). Mediante la regolazione del condensatore C questo sistema può essere usato sino a frequenze di circa 30 MHz. Una sezione del SN7413 è usato come oscillatore controllato in tensione la cui frequenza è determinata approssimativamente dal condensatore C e portato in aggancio preciso dall'uscita del rivelatore di fase collegato al transistor BC109.

Rivelatore bi-aurale o bi-fonico

Il rivelatore fondamentale a controllo di fase può essere ulteriormente sviluppato mediante l'uso congiunto della tecnica della quadratura di fase e del doppio canale audio. Ciò fornisce alte prestazioni in tutti i possibili tipi di modulazione adottati dalle trasmissioni circolari. Questo sistema è generalmente noto come rivelatore sincrono bifonico (bi-aurale) a portante esaltata (Fig. 11). In questo rivelatore due modulatori miscelatori bilanciati (normalmente a media frequenza ma che però possano essere adattati alla conversione diretta) sono pilotati in quadratura di fase dall'oscillatore locale controllato, per fornire i due segnali: uno in fase (I) e l'altro in quadratura (Q) al rivelatore a prodotto. L'uscita in continua e in audio frequenza dal rivelatore Q è utilizzata per agganciare l'oscillatore locale sul segnale in arrivo. L'uscita in continua da Q può essere utilizzata per pilotare l'indicatore di accordo e quando si ha l'aggancio, l'uscita in continua dal rivelatore I fornisce una indicazione dell'intensità del segnale in arrivo e può essere utilizzata per pilotare uno strumento S o un sistema di silenziamento del ricevitore onde eliminare i fischi di battimento fra un accordo e l'altro. Le uscite I e Q sono applicate a due reti di sfasamento (A e B) e quindi introdotte nella matrice di commutazione la quale può fornire o la somma o la differenza delle componenti, oppure l'uscita diretta dai rivelatori. Le due uscite dalla matrice sono applicate a due separati amplificatori e relativi altoparlanti, come nella tecnica stereo pur non essendo un sistema di questo tipo. Il sistema di rivelazione, come riferito dal C.C.I.R. Gruppo di Studio 10, funziona nel seguente modo. Quando si riceve un segnale

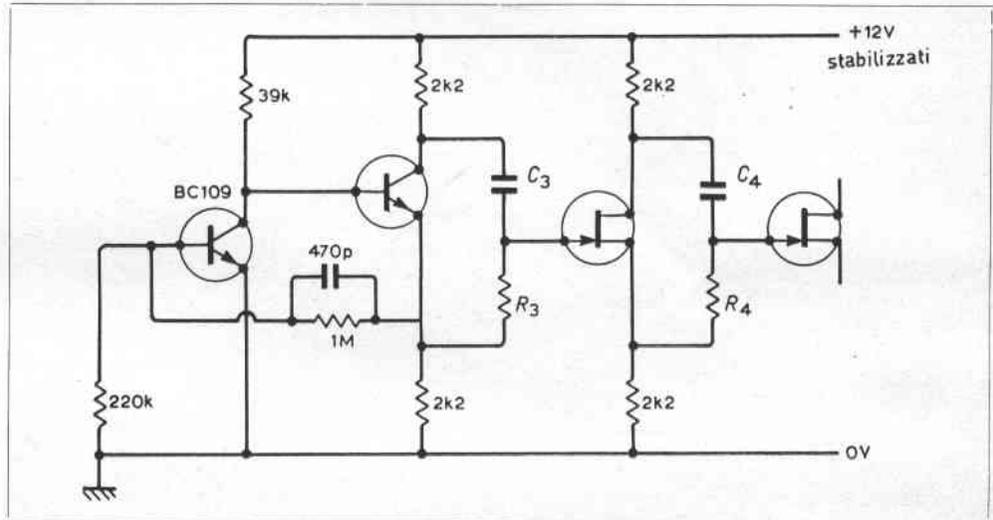
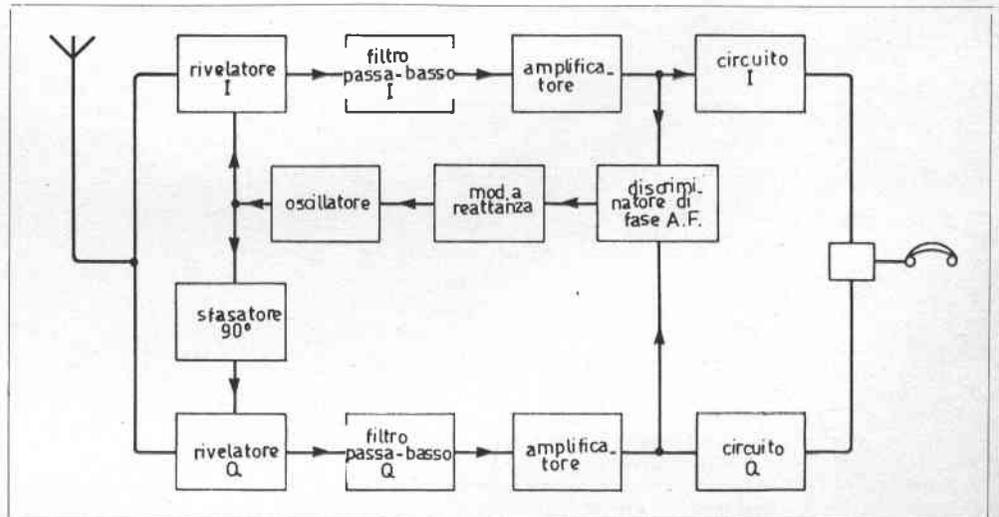


Fig. 4 - Schema di principio delle reti audio per ottenere lo spostamento di fase. In una rete C_3 è 4,7 nF, R_3 220 k Ω , C_4 4,7 nF, R_4 18 k Ω . Nell'altra rete C_3 è 1 nF, R_3 800 k Ω variabili, C_4 1 nF, R_4 20 k Ω variabile.

Fig. 5. Ricevitore sincrono di Costas a due fasi per M.A.D.S.B.



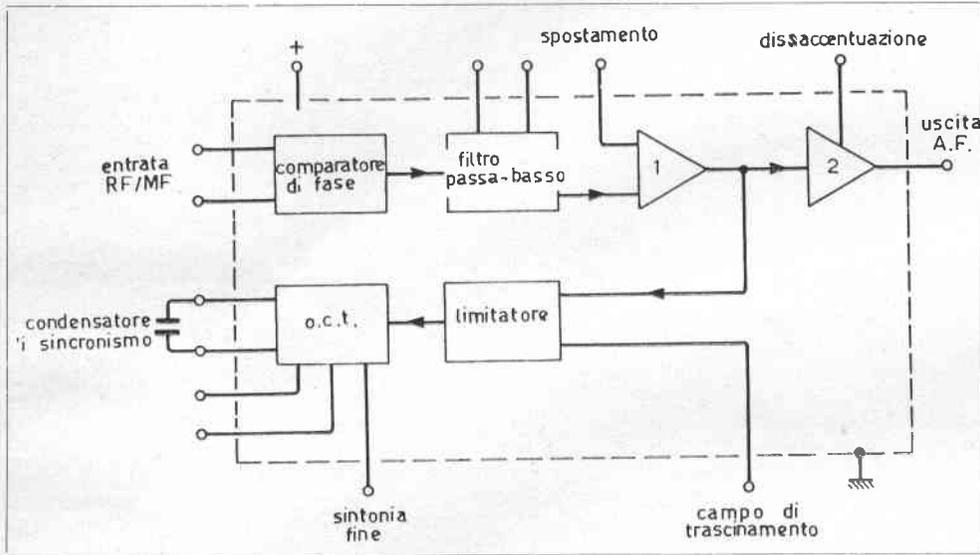
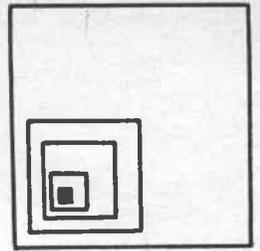


Fig. 6 - Schema a blocchi del circuito integrato NE560B per demodulatori ad aggancio di fase.

Fig. 7 - Rivelatore sincrono con anello di controllo.

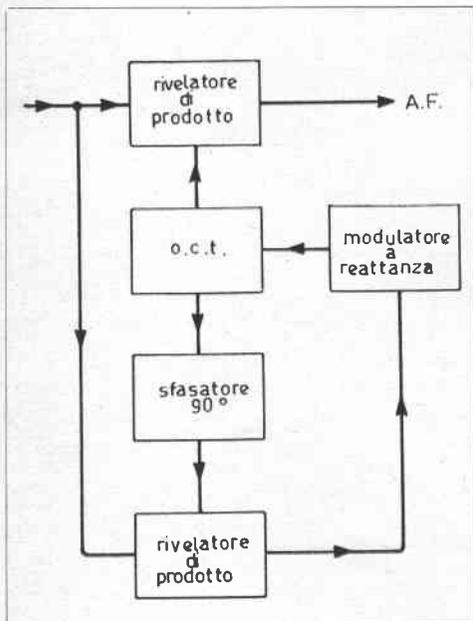
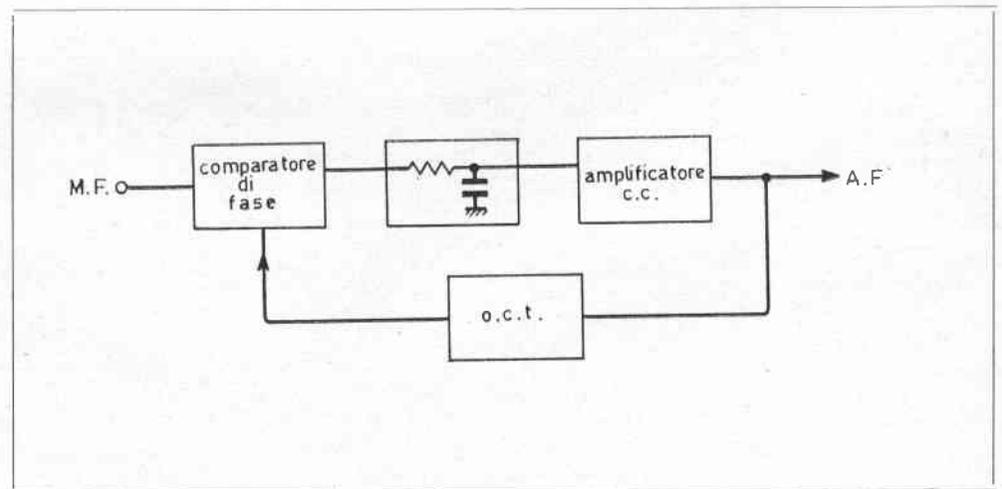


Fig. 8 - Rivelatore a controllo di fase per M.F.



normale modulato in M.A., la sua componente ad audio frequenza appare all'uscita del rivelatore a prodotto *I*, ma non dal rivelatore *Q*. In tale caso il segnale audio è applicato ad ambedue i canali *S* e *D* ad eccezione di quando la matrice è commutata sulla posizione 2. L'ascoltatore sente una sorgente posta fra i due altoparlanti.

Supponiamo che sia presente una interferenza non sincronizzata, essa apparirà all'uscita dai rivelatori *I* e *Q* e all'uscita delle reti *A* e *B*. Con la matrice commutata in posizione 1, l'interferenza apparirà in ambedue gli altoparlanti, ma a seconda della banda laterale sulla quale essa agisce potrà essere eliminata con la matrice posta sulla posizione 3 o 5.

Nella posizione 4 il segnale audio desiderato appare in ambedue gli altoparlanti, ma quello non desiderato, interessando una sola banda laterale, apparirà in uno solo dei due altoparlanti. All'ascoltatore apparirà dunque spostata di posizione ed esso sarà in grado di ignorarla. In tale posizione, in pratica, vi può essere una interferenza su ambedue le bande laterali, ma l'ascoltatore sarà in grado di trascurarla in quanto il segnale desiderato apparirà provenire dall'area centrale. Se i segnali sono evanescenti la relativa intensità dei segnali, desiderato e indesiderato, varierà. Ma nel caso di una evanescenza selettiva del segnale desiderato si avrà un movimento apparente della sorgente dal punto di centro dei due altoparlanti risultante dalle variazioni simultanee di ampiezza e di fase; ma la

confusione prodotta dall'evanescenza selettiva normalmente non avviene.

Per la ricezione di segnali modulati in fase o in M.F. a banda stretta si avranno prestazioni simili a parte il fatto che l'uscita audio dal rivelatore I sarà nulla, con l'uscita dal rivelatore Q contenente il segnale desiderato.

Per la ricezione della S.S.B. si avrà una uscita dai mixer I e Q con la possibilità di eliminare la banda laterale non desiderata commutando la matrice sulla posizione 3 o 5. È stato accertato che con un accurato progetto del controllo di fase è possibile agganciare l'oscillatore locale alla portante in arrivo anche quando questa è attenuata di 40 dB. Il sistema potrà ancora essere utilizzato per gradi maggiori di attenuazione della portante, funzionando in questo caso come un rivelatore a prodotto non agganciato, ma si potranno avere errori di sintonia.

Il gruppo di Studio 10 ha stabilito che è difficile dichiarare quanto è meglio questo sistema rispetto al rivelatore convenzionale, almeno solo teoricamente, ma le prove hanno suggerito che il miglioramento in ricezione è da 10 a 20 dB e la reiezione dell'interferenza può in qualche caso raggiungere i 30 ÷ 40 dB, dipendendo ciò dalla precisione dello spostamento di fase. È stato anche chiarito che l'effetto « presenza » sorge dal doppio canale audio in virtù della disposizione geometrica.

I risultati dei paragoni fatti fra i vari rivelatori sono riportati nella tabella di fig. 11. Si deve tener presente che questo tipo di rivelatore sincrono migliorato è solamente una delle molteplici forme sotto analisi per la fattibilità della S.S.B. circolare.

Tutte le idee discusse in questi due articoli utilizzano le varie proprietà della rivelazione sincrona, dal relativamente semplice rivelatore a prodotto già ampiamente usato, all'abbastanza complesso sistema « bi-aurale ». Inoltre vi sono molte altre applicazioni, molto spesso strane, alle comunicazioni e alla strumentazione; le quali già usano o useranno tecniche sincrone.

Fig. 9 - Utilizzazione del NE561 come semplice ricevitore a conversione diretta per onde medie in M.A.

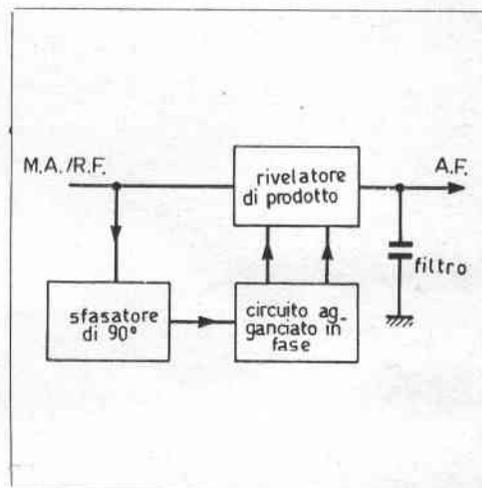
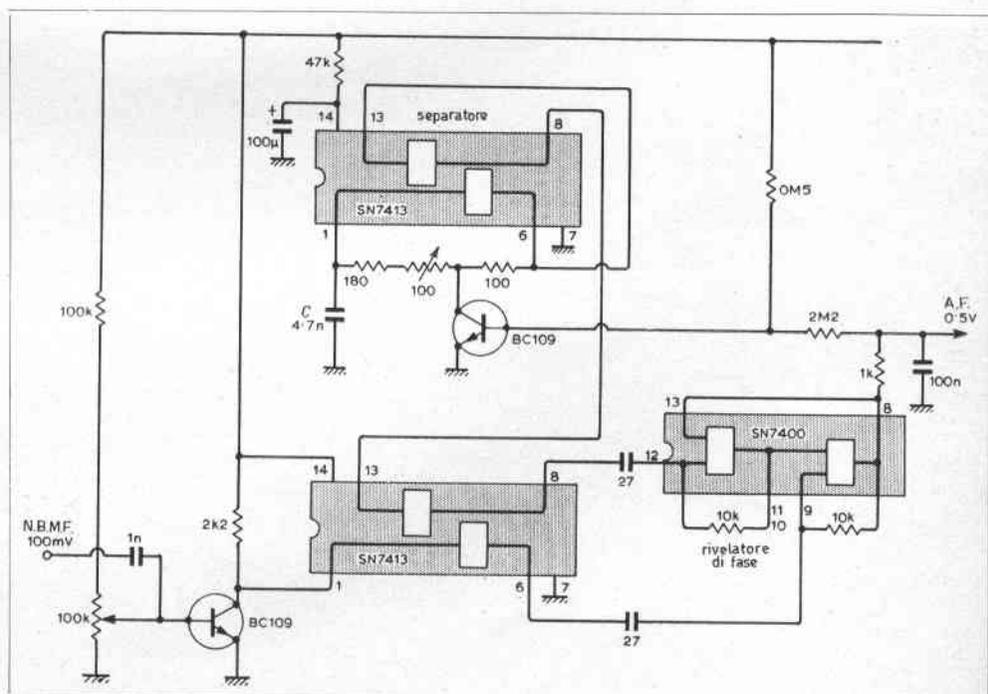


Fig. 10. - Utilizzazione di due circuiti integrati digitali t.t.l. di basso costo per formare un rivelatore a controllo di fase per la N.B.M.F. Con il valore di C indicato esso può essere utilizzato per medie frequenze di 470 kHz (Spaargaren).



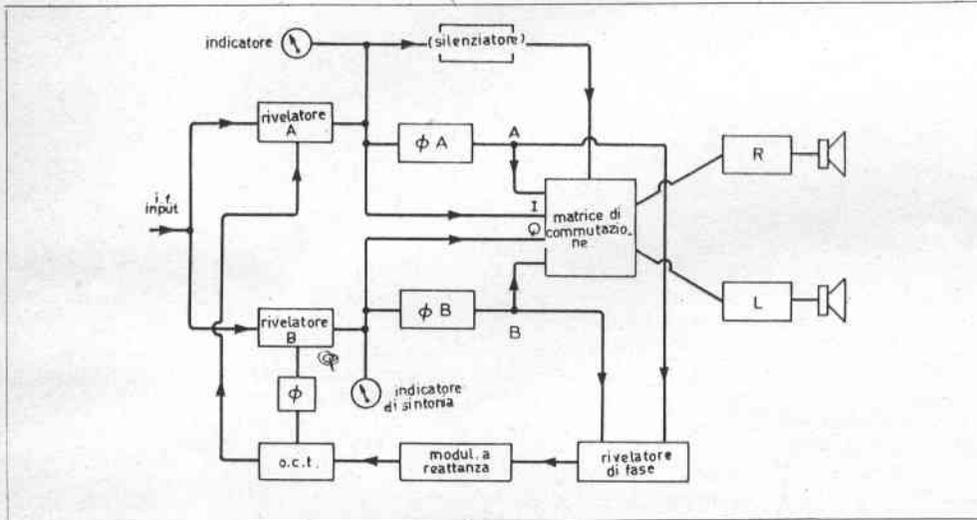
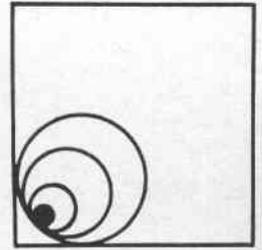


Fig. 11 - Rivelatore sincrono bi-fonico a portante esaltata

Commutazione	Audio	
	R	L
Matrice		
1 M.A./D.S.B.	I	I
2 M.F.	Q	Q
3 Reiezione dell'U.S.B. (Banda lat. sup.)	A + B	A + B
4 Biaurale	A + B	A - B
5 Reiezione dell'L.S.B. (Banda lat. inf.)	A - B	A - B

Efficienza relativa (in dB) per la parola in presenza di una interferenza casuale in funzione del tipo di rilezione.

Modo	Rivelatore a inviluppo	Rivelatore a pendenza	Rivelatore a prodotto	« Select. » a prodotto	Controllo di fase	Biaurale
D.S.B. (10 kHz)	- 3,2	-	- 6,2	- 3,2	- 3,2	+ 2,8
N.B.M.F. (10 kHz)	- 20,4	- 7,4	- 10,4	- 7,4	- 7,4	- 1,4
S.S.B. + C (5 kHz)	- 3,4	-	- 0,4	- 0,4	- 3,4	- 0,4
S.S.B. (5 kHz)	-	-	+ 10	+ 10	+ 7	+ 10
D.S.B.S.C. (10 kHz)	-	-	+ 7	+ 10	+ 10	+ 16

L'intercettazione

F. Soresini

I recenti gravi fatti di intercettazione telefonica e di spionaggio per mezzo di microfoni, eventi che hanno fatto gridare allo scandalo e condotto in prigione noti personaggi della sfera degli investigatori privati, hanno reso di attualità l'argomento dell'intercettazione clandestina o no. Con il presente articolo, l'Autore vuole dare al grande pubblico l'idea di come l'informazione segreta possa essere realizzata, per soddisfare la curiosità destata da un soggetto largamente sfruttato nei romanzi gialli polizieschi e nei lavori cinematografici ispirati allo spionaggio. L'articolo non può certo trattare dettagliatamente il complesso argomento, perciò consigliamo ai lettori interessati a maggiori informazioni la lettura dei due volumetti « Spionaggio elettronico » e « Controspionaggio elettronico » editi dalla Casa Editrice « il Rostro ».

Fig. 1 - Il celebre « orecchio di Dionisio » nei pressi di Siracusa. È una grotta artificiale lunga m 65, alta 23, che termina in alto ad arco acuto e con pianta a S. Il nome, dovuto alla forma, gli fu dato dal Caravaggio (1586) e dal nome derivò la leggenda che Dionisio l'avesse fatto costruire come carcere per spiare dall'alto quanto i prigionieri dicevano, infatti la grotta riecheggia, ampliandolo smisuratamente, qualunque suono, anche il più lieve.



La intercettazione delle informazioni epistolari, verbali, telegrafiche, telefoniche, di dati è come concetto, cosa vecchia quanto l'umanità.

Si tratta sempre di interferire sul mezzo vettore delle informazioni, sia esso un messaggero umano, un colombo viaggiatore, una linea di collegamento ottico, un conduttore telegrafico, una onda hertziana.

Lo dimostra il fatto che i messaggeri postali della antichità già erano latori di informazioni redatte - assai spesso - in forma criptografica e lo sviluppo che tale concetto ebbe, non solo in campo militare, ma anche in quello civile ed... amoroso (si pensi alla letterina scritta col succo di limone!) indica quanto l'altrui curiosità sia sempre stata viva.

Si intende: c'è curiosità e curiosità. Da quella nefasta per ricattare (che dovrebbe essere esemplarmente punita) a quella patologica dell'individuo curioso per natura delle faccende altrui, da quella indispensabile in caso di guerra a quella materna che spinge a controllare le lettere e le telefonate della giovane figlia. L'intercettazione delle comunicazioni nemiche in caso di guerra serve per la difesa del Paese. Vi sono esempi eroici. Basti ricordare la giovanissima telegrafista Juliette Dodu che nel 1870 divenne un'eroina per un abusivo collegamento fatto sulle linee prussiane durante il conflitto fra Francia e Germania, per giungere al primo conflitto mondiale dove rifulse l'eroismo di quanti collaborarono al servizio di intercettazione telefonica, che tanta parte ebbe per la conclusiva vittoria.

Ma lo Stato, la società, vanno difesi anche in tempo di pace ed ecco perché pos-

sono nascere necessità di intercettazione: tutto sta nella misura e nel modo con cui tali compiti vengono attuati.

Solo considerando la necessaria tempestività dell'intervento, potranno essere meglio dimensionate le considerazioni su una necessità che può sembrare un abuso.

Sta di fatto che chi è « in regola » non ha niente da nascondere.

Ma parliamo dei metodi.

Nelle telecomunicazioni via filo, l'involontaria intercettazione di comunicazioni altrui può derivare da errori degli organi di autocommutazione delle centrali o da fenomeni di induzione fra linee adiacenti, fenomeno, questo, chiamato « diafonia » e misurabile in decibel, disturbo che si cerca di eliminare schermando opportunamente le linee o disponendo le stesse in maniera che i fenomeni induttivi si elidano.

Dal principio fisico di questo disturbo si sono studiati dispositivi di pratica utilità.

Il più antico, relativamente, è il « cerca cavi », costituito da una bobina (di alcune migliaia di spire di sottilissimo filo avvolti su un nucleo di ferro) connessa ad un amplificatore con cuffia di ascolto. Quando si desidera conoscere il tracciato del percorso di un cavo immurato od internato, del quale non esista la planimetria, si collega una coppia di fili del cavo in cortocircuito ad un estremo, mentre l'altro estremo si collega ad un generatore di segnali.

Con la bobina si rileva il segnale indotto dal cavo e seguendo il « massimo suono » con la bobina, si finisce col conoscere il percorso del cavo stesso.

È chiaro che un dispositivo del genere



può servire anche - potenzialmente - per la intercettazione senza manomettere la linea da intercettare.

Sullo stesso principio sono basati tutti gli amplificatori telefonici di utente utilizzabili da chi desidera ascoltare l'interlocutore in altoparlante (per avere le mani libere dal microtelefono), così come anche per registrare una telefonata su nastro.

Si tratta, in questo caso, di bobine di rilevamento fissabili con una ventosa all'apparecchio telefonico od incassate in un basamento su cui disporre l'apparecchio stesso.

L'induzione fra la bobina del telefono e quella esterna fornisce il segnale da amplificare per ascoltare o registrare.

Simile dispositivo, se utilizzato all'insaputa dell'utente, può esso pure, servire per la intercettazione.

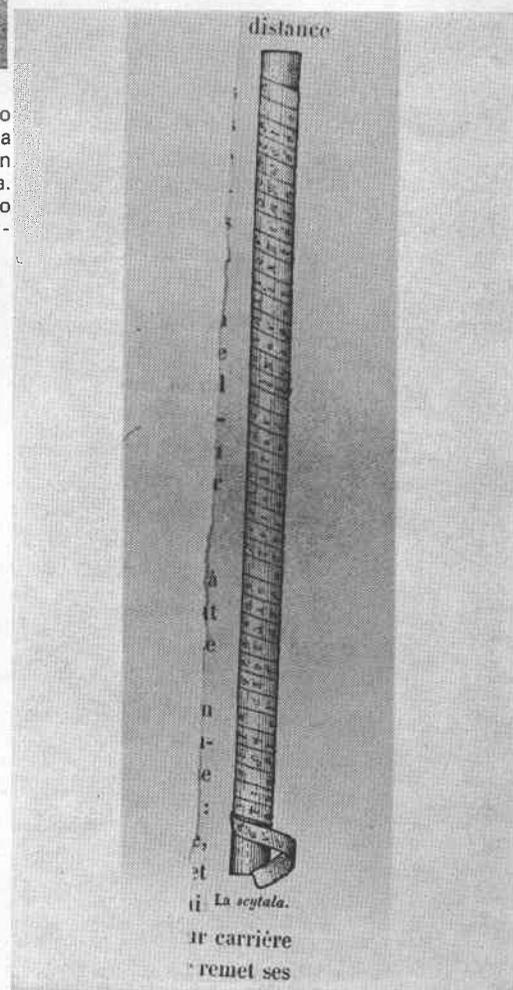
Si intende che l'intercettazione più semplice è quella di derivarsi sulla linea dell'utente o fare uso delle correnti di perdita nel terreno (era il caso della intercettazione militare) utilizzando il segnale utile fra due prese di terra lontane ed amplificandolo.

Inversamente, la contro-intercettazione inviava nel terreno segnali spuri che coprissero quelli eventuali utili per il nemico.

Altro modo, sempre in guerra, era di disporre nottetempo, sensibili microfoni

Fig. 2 - Pilastro « trasmettitore » e pilastro « ricevitore » del porticato del Palazzo della Ragione a Milano. Parlando a debole voce in un punto è possibile essere percepiti a distanza. Pare che i commercianti che vi si radunavano carpissero le notizie altrui senza farsene accorgere.

Fig. 3 - La « Scytala ». Erodoto racconta che i messaggeri di Sparta utilizzavano un dispositivo criptografico, detto « Scytala » costituito da un bastone avvolto da un nastro di cuoio o papiro sul quale erano scritte le comunicazioni. Questo nastro avvolto su un bastone di diametro opportuno, oppure svolto, non presentava che dei caratteri disposti senza apparente ordine, ma appena il destinatario lo avvolgeva su un bastone di particolare diametro che esso solo, con il mittente possedeva, riusciva ad affiancare le spire del nastro in modo tale da rendere intelligibile il testo. Estratto da: Paulian: La Poste aux lettres - Hachette, 1887.



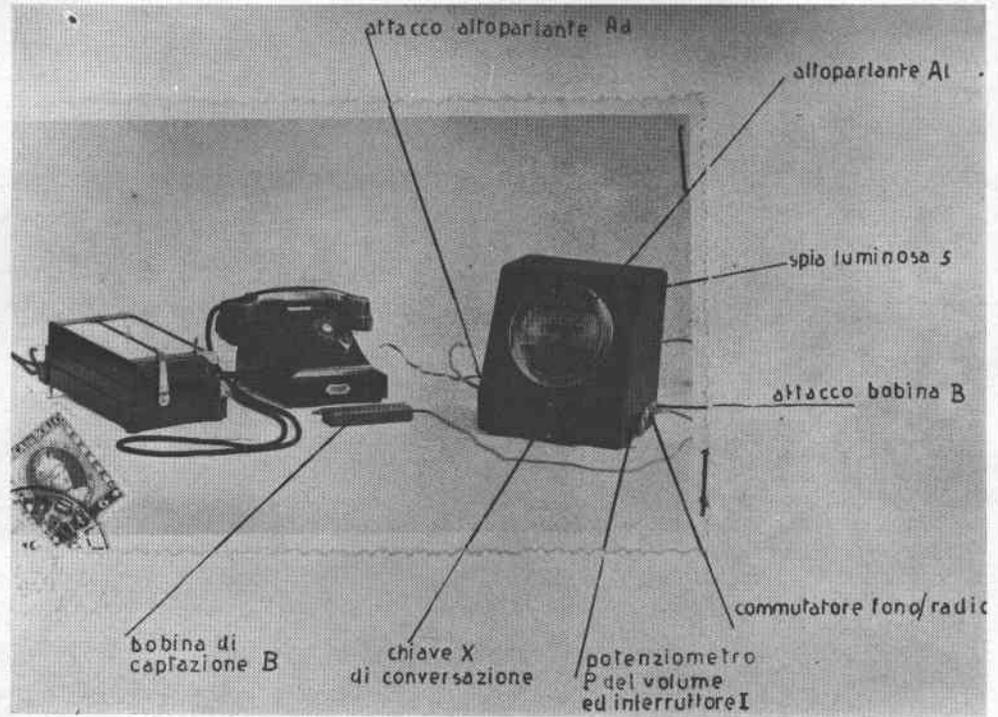
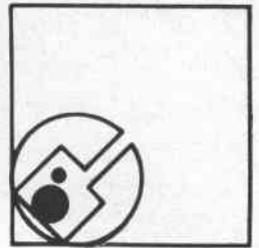


Fig. 4 - Il « Cerca cavi », il complesso bobina di captazione, amplificatore più cuffia permetteva di reperire un cavo immurato od interrato del quale non era nota la disposizione.

Fig. 5 - Uno dei primi amplificatori telefonici di utente, ad induzione. Realizzato nel 1949 non ebbe al momento successo. La bobina di captazione veniva avvicinata all'apparecchio telefonico.

nella vicinanza delle trincee nemiche. Così, anche al presente, un metodo che può essere utilizzato è quello di disporre un microfono mascherato in un locale del controllato.

È questo il più vecchio sistema di ascolto che si può ricollegare al famoso sistema che porta il nome di « orecchio di Dionisio », una grotta naturale vicino a Siracusa, utilizzata, attorno al 300 a.C., per carpire i discorsi dei prigionieri, discorsi che, raccolti dalla gola nella roccia, venivano percepiti a distanza.

Si possono ricordare a tal proposito apposite costruzioni architettoniche capaci di carpire a distanza, i discorsi emessi in un luogo diverso, valga ad esempio la Villa Simonetta di Milano e la Loggia dei Mercanti, sempre a Milano.

Anche nei primi tempi della invenzione del telefono (1876) se ne fece utilizzo,

a Nuova York, per sventare un delitto disponendo un microfono segretamente nella cella di due arrestati che fecero così sentire le proprie confidenze, ignari del telefonico trabocchetto.

Si possono collegare al metodo anche i telemicrofoni, veri e propri « cannocchiali » per il suono che si dispongono a distanza, direzionalmente, rispetto alla fonte da intercettare, anche i vetri di una finestra (che vibrano con i suoni emessi nel locale).

Con l'avvento della radio, l'intercettazione divenne assai facile ed era questo l'appunto che si faceva agli albori marconiani all'utilizzo delle radioonde anziché dei conduttori.

Ma vennero i sistemi direttivi ed i dispositivi di segreto, là dove necessari.

La radio è stata un valido mezzo di spionaggio, basti pensare ai piccoli trasmet-

Fig. 6 - Ascolto con geomicrofono in galleria a 37 metri di profondità. Tale dispositivo serviva per udire scoppi di mine da scavo in profondità, per individuarne la posizione. Simili sensibili microfoni potevano essere utilizzati per percepire, una volta disposti in vicinanza del nemico, oltre ai rumori anche le voci. Estratto da: Lucchi: il genio nella guerra 1915-1918 - Galleri, 1936.



titori camuffati in valige consuete e sgangherate degli agenti segreti, ma qui entriamo in un altro campo.

Comunque, la radio è venuta a facilitare la realizzazione di mezzi di intercettazione assai raffinati.

Sono nati, così, i radiomicrofoni e le radio spie.

I primi costituiti da un piccolo trasmettitore inserito in una capsula microfonica da sostituire a quella normale di un microtelefono.

Le seconde, consistenti in piccoli radio-trasmettitori da inserire sulla linea di abbonato, o nella scatola di protezione all'ingresso della linea dall'esterno, o nella cassetta di distribuzione, o negli armadi di connessione stradali.

Microfoni e spie alimentati direttamente dalla batteria centrale della centrale telefonica.

Con apposito radiorecettore in accordo con la frequenza emessa viene captata l'emissione registrando, o semplicemente ascoltando, le conversazioni.

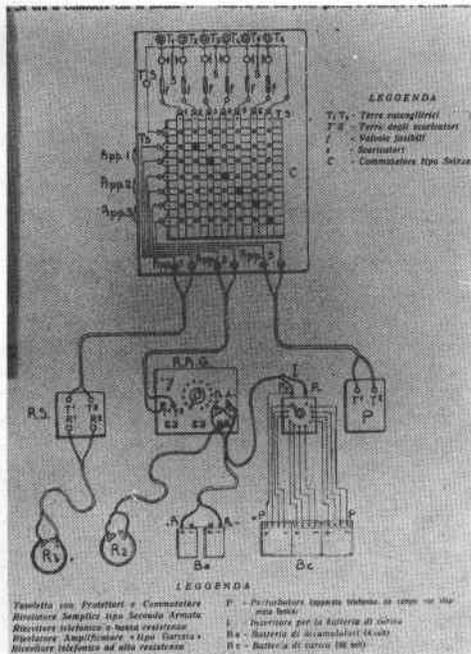


Fig. 7 - Schema delle connessioni di una stazione I.T. fissa tipo Seconda Armata. Dalla rivista l'Elettrotecnica N. 9 1921.

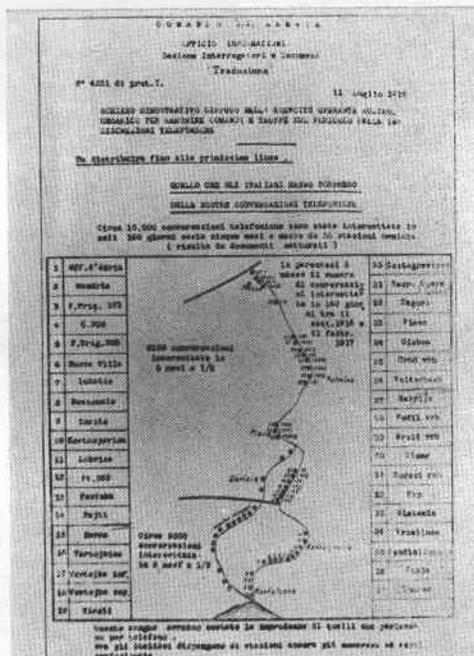
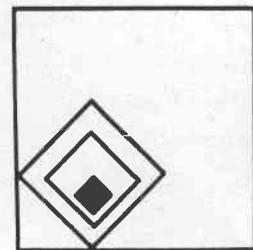


Fig. 8 - Documento austriaco riguardante le nostre intercettazioni telefoniche durante la Guerra mondiale 1815-'18. Dalla rivista l'Elettrotecnica N. 9 1921.

Fig. 9 - Alla Esposizione Universale di Parigi del 1889 era esposto un « Quadro-microfono » con la scritta: « l'Orecchio di Dionigi; simile apparecchio è già servito a Nuova York per scoprire un delitto ». Due, complici, riuniti e lasciati espressamente soli in una cella, scambiarono parole che vennero raccolte dal quadro-microfono e ripetute al capo guardiano della prigione. Estratto da: Desbeaux: fisica moderna, Sonzogno, 1892.

È evidente che un dispositivo radiogoniometrico può individuare la località di emissione e quindi permettere di reperire la posizione e la linea controllata. Il commercio pone a disposizione ogni mezzo.

Alla vecchia zitella che spia visivamente dietro le persiane chiuse o dal ... buco della serratura o che origlia contro una tenue parete divisoria si è sostituita la radio-elettronica.

Il male, abbiamo iniziato col dire, è vecchio, i mezzi sono nuovi.

Tutto sta a non abusare della altrui fiducia.

Comunque la « privacy » è una vaga utopia.

Stampa, cinema, TV, mettono « il becco » dappertutto.

I costruttori edili realizzano muri di uno spessore, che costringe ad una intercettazione... non desiderata e non desiderabile.

Il costume corrente quasi ci vuole senza... il costume.

Quindi tutto è al sole.

Spesso, comunque, chi ha delle cose da nascondere non è sempre nel giusto.

Ma non facciamo tanto chiasso per questioni che si sarebbero dovute accertare e risolvere d'ufficio.

Si è creato nella massa il patos ed il discredito per Enti e Servizi che dovremmo rispettare.



Quattro classi di filtri elettrici

I. - Filtri a bobine

L. De Luca

1. Definizione e classificazione dei filtri elettrici

Quando un segnale elettrico attraversa un certo dispositivo, la forma del segnale all'uscita sarà in generale differente da quella all'entrata. Il confronto tra queste forme di entrata e di uscita è il modo più semplice per definire il tipo di dispositivo attraversato. Se il segnale diminuisce costantemente di ampiezza, ad esempio, avremo un attenuatore; se aumenta, avremo un amplificatore; se varia in modo dipendente con il livello, avremo un compressore o un espansore o un limitatore; e così via. In tutti i casi in cui lo spettro del segnale all'uscita di un dispositivo è decisamente diverso dallo spettro del segnale all'entrata, senza che tuttavia la *forma* del segnale d'uscita dipenda dal *livello* del segnale di entrata, avremo a che fare con un filtro.

Una rappresentazione così semplice richiede subito un paio di chiarimenti. Innanzitutto è opportuno precisare che la condizione di linearità, cioè l'indipendenza con il livello, vale soltanto entro la dinamica permessa dal filtro. Questa cambia notevolmente a seconda delle soluzioni scelte; ma è chiaro che ben pochi filtri usati in elettronica lasceranno passare indistorti segnali di qualche kilowatt. La seconda osservazione riguarda la natura del segnale. I filtri elettrici sono caratterizzati proprio dal fatto che il segnale di entrata e di uscita è elettrico (anche se all'interno non lo è). Questo segnale può essere visto secondo tre aspetti diversi: come un insieme di valori che una grandezza elettrica (tensione o corrente) assume in una o più dimensioni spaziali, oppure come cambiamento di una grandezza elettrica nel tempo, oppure come uno spettro di frequenza. Pur essendo equivalenti, ciascuno di questi tre aspetti (spazio, tempo e frequenza) si presta meglio degli altri due allo studio di certi tipi di filtri.

Se vogliamo dare una definizione molto

Per il tecnico elettronico comune diventa sempre più difficile farsi un'idea d'insieme sui filtri elettrici, sia perché le tecniche oggi disponibili per filtrare un segnale sono molte e profondamente diverse una dall'altra, sia perché l'incomprensione di linguaggio tra specialisti e non specialisti aumenta anziché diminuire con gli anni. In questa breve rassegna, il cui scopo è appunto quello di divulgare i concetti fondamentali che caratterizzano i filtri elettrici, cercheremo di superare le difficoltà di linguaggio concentrando l'attenzione sui fenomeni fisici interessati di volta in volta ed evitando le formule e i simboli matematici troppo specifici.

generale di filtro elettrico, allora, basterà dire che esso è « un dispositivo che riceve segnali elettrici ad una o più dimensioni attraverso le sue porte d'entrata e restituisce segnali elettrici opportunamente modificati in modo lineare attraverso le sue porte di uscita ». E' bene notare che i due soli aggettivi usati in questa definizione (elettrico e lineare) si riferiscono al segnale e non alla costituzione interna del filtro, che non risulta vincolata in alcun modo (e che può quindi comprendere anche componenti non elettrici o non lineari).

Nei casi più comuni il filtro ha una sola porta di entrata e una sola porta di uscita e accetta segnali elettrici ad una sola dimensione. La classificazione dei filtri, comunque, si presenta abbastanza difficile anche in questi casi. Essa può essere fatta in vari modi, a seconda dei punti di vista seguiti. Se prendiamo come riferimento lo scopo del filtro, ad esempio, occorre distinguere innanzitutto se lo spettro aumenta o diminuisce. Il primo caso si trova nel cosiddetto filtraggio inverso, ad opera di un dispositivo elettrico che riceve in entrata un numero limitato di frequenze e restituisce in uscita rumore bianco; sarebbe più giusto chiamare tale operazione « analisi dello spettro di un segnale elettrico eseguita da un calcolatore in tempo reale ». Il secondo caso riguarda i normali filtri selettivi, che danno certe bande di frequenza in uscita quando ricevono rumore bianco in entrata, e i filtri equalizzatori di ampiezza.

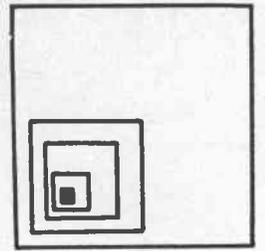
Quando lo spettro si mantiene apparentemente uguale (perché cambia solo di fase), si hanno infine i filtri equalizzatori di fase e i circuiti di ritardo in genere. A questo punto conviene mettere in evidenza lo scopo dei filtri selettivi. Secondo la definizione di Cauer, questi filtri hanno essenzialmente il compito di attenuare in misura minima il segnale nelle bande *passanti* e di attenuarlo al massimo nelle rimanenti bande. Lo stes-

so Cauer ha sottolineato la differenza rispetto ai semplici circuiti accordati, che agiscono su frequenze singole anziché su bande di frequenza. Entro la famiglia dei filtri selettivi troviamo i filtri passa-basso, passa-alto, passa-banda, eliminabanda e a bande multiple. Ma è abbastanza facile renderci conto che la differenza tra un passa-basso e un passa-alto, ad esempio, è del tutto trascurabile nei riguardi della classificazione dei filtri, perché entrambi possono avere lo stesso tipo di componenti e seguire lo stesso meccanismo di funzionamento.

Anche la soluzione tecnologica utilizzata può essere concettualmente secondaria, almeno per quanto riguarda la miniaturizzazione più o meno spinta ottenuta. Più importante è la divisione secondo la natura fisica del segnale all'interno del filtro, che ci permette di distinguere i filtri interamente elettrici dai filtri parzialmente meccanici, oppure ottici, oppure acustici.

Il punto di vista più adatto ad una classificazione razionale dei filtri sembra quello del principio fisico utilizzato per migliorare la loro azione filtrante. Si avrebbero così tre classi di filtri, corrispondenti ai tre distinti fenomeni che in un sistema generico possono dar luogo a una risposta spiccatamente selettiva con la frequenza. Il primo di questi fenomeni è la *risonanza*, cioè il periodico scambio di energia che avviene tra una parte induttiva e una parte capacitiva del sistema; il secondo fenomeno è la *ricorrenza*, definita come il ritorno periodico del segnale nello stesso punto del sistema, dopo aver viaggiato per un certo tempo in una via chiusa del sistema stesso; il terzo fenomeno è infine l'*interferenza*, cioè la combinazione tra le parti di uno stesso segnale che arrivano nel medesimo punto del sistema, dopo essere state ritardate in modo diverso nel sistema stesso (Antenna 42, pag. 112).

Una suddivisione del genere non è ab-



bastanza pratica, perché non tiene alcun conto dei componenti usati. Questi hanno importanza specialmente per quanto riguarda l'interferenza, che può essere ottenuta sia per mezzo di ritardi veri e propri, sia per mezzo di procedimenti ottici, sia per mezzo di sfasamenti nelle reti reattive RC. Seguendo pertanto una classificazione di tipo intermedio, che tenga conto cioè nello stesso tempo del meccanismo di funzionamento e di esigenze pratiche legate ai componenti, otteniamo quattro classi complessive. Nella prima classe possiamo raccogliere i filtri tradizionali, costituiti da resistori, induttori, condensatori e trasformatori. Questi filtri vengono comunemente chiamati passivi o reattivi o RLCT; ma, per specificare meglio che nel progetto si cerca di limitare il numero degli induttori, senza però sostituirli tutti con altri elementi, è più opportuno chiamarli filtri reattivi con bobine, oppure, più semplicemente, filtri a bobine. La seconda classe comprende i filtri RC ed è caratterizzata sostanzialmente dalla sostituzione delle bobine con i circuiti attivi. La terza classe, nella quale mancano sia le bobine, sia ogni tipo di reattanze, è caratterizzata dall'impiego del ritardo come elemento fondamentale dell'azione filtrante. La quarta classe comprende infine i filtri misti, cioè quelli all'interno dei quali generalmente il segnale non è elettrico.

2. Sintesi dei filtri passivi

Come messo bene in chiaro da E.A. Guillemin nel suo libro del 1957, in un filtro passivo abbiamo a che fare con un segnale di entrata, un circuito e un segnale di uscita. Conoscendo due di queste tre cose, è possibile trovare la terza. Quando il circuito è una delle cose note, si tratta di *analisi*; quando il circuito è invece la cosa da trovare, la soluzione matematica generale prende il nome di *sintesi*. Nella teoria dei circuiti elettrici la sintesi acquista quindi un significato preciso, distinto e restrittivo rispetto al *progetto*.

La sintesi dei filtri passivi comprende essenzialmente tre problemi. Il primo riguarda le condizioni di *realizzabilità*, per sapere se e in che modo da un'espressione matematica generica sia possibile determinare i valori da assegnare ai singoli componenti di un circuito elettrico. Il secondo consiste nell'*approssimazione*

della curva d'attenuazione richiesta, per mezzo di un'espressione matematica scelta tra quelle realizzabili. Il terzo riguarda i criteri di *equivalenza*, per poter scegliere il circuito più conveniente fra tutti quelli possibili.

Se vogliamo capire come un'espressione matematica sia in grado di fornire tutti i dati di un circuito elettrico a molti rami, restando sul piano dell'elettrotecnica elementare, possiamo immaginare di comporre un circuito reattivo a partire dal fondo e di calcolarne l'impedenza dopo aver aggiunto ciascun ramo. Per comodità usiamo s invece di $j\omega$ nel calcolo delle singole reattanze. Il procedimento, limitato a 4 rami, è riportato in fig. 1. Una volta trovata l'impedenza totale, che si presenta come frazione di due polinomi, cerchiamo poi di fare tutto il cammino opposto, mediante le cosiddette frazioni continue. A seconda dell'ordine in cui si mettono le potenze di s nella prima divisione, si ottiene di nuovo il circuito di partenza, oppure un circuito ad esso equivalente.

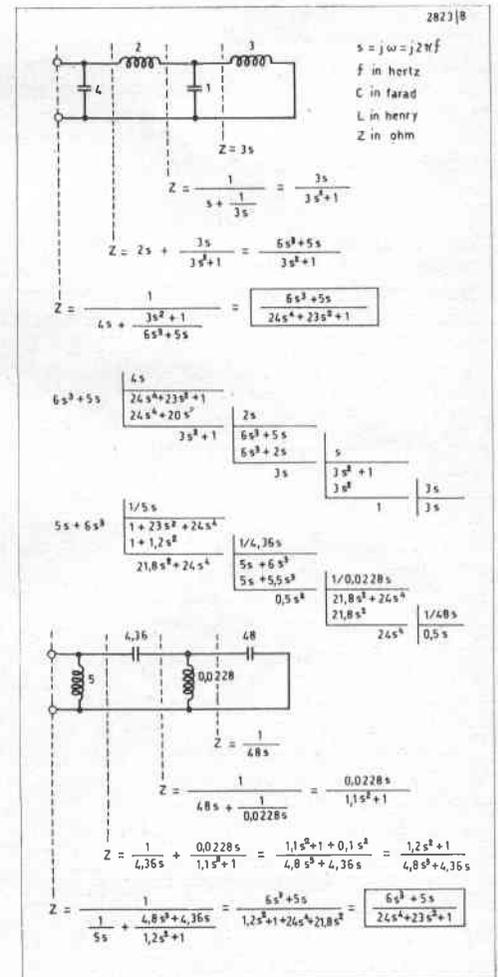
Per farci invece un'idea generale sulla sintesi dei filtri, senza naturalmente entrare nella parte matematica dell'argomento, può essere utile riassumere le principali tappe che hanno portato alla messa a punto dei diversi metodi oggi disponibili.

Il primo passo serio in questa direzione (secondo Guillemin) è quello fatto dallo americano R.M. Foster nel 1924, ottenendo circuiti del tipo indicato in fig. 2a. In quello stesso anno Wilhelm Cauer, ventiquattrenne, si laurea in fisica all'università di Berlino e due anni più tardi pubblica un differente metodo di sintesi che porta ai circuiti indicati in fig. 1. A quell'epoca i circuiti di questo genere non erano considerati veri e propri filtri, ma semplici « impedenze ». Oggi è chiaro che basta inserirli in una via a corrente costante (fig. 2b), o nella controreazione di un amplificatore, per ottenere un filtro.

Nel 1929 A.C. Bartlett enuncia il suo teorema sulla bisezione dei quadripoli, utile alla semplificazione del problema in vari casi. Nel medesimo anno Cauer imposta le trasformazioni lineari delle variabili, come base dell'equivalenza tra circuiti diversi.

Nel 1931 in America O. Brune sintetizza bipoli RLC, usando trasformatori ideali,

Fig. 1. Esempio di due circuiti LC equivalenti, nella forma di Cauer, e relativo calcolo semplificato dei componenti.



mentre Cauer estende la sintesi ai filtri con molte porte di entrata e di uscita e calcola un tipo particolare di filtro selettivo, migliore di ogni altro trovato in precedenza.

Nel 1939 S. Darlington in America e Cauer in Germania, indipendentemente, trovano ciascuno una diversa soluzione al problema della sintesi di un filtro di pure reattanze chiuso su un carico resistivo. Sono passati 15 anni dalla pubblicazione di Foster e la sintesi dei filtri elettrici di pure reattanze si può ritenere ormai conclusa; tanto che il belga V. Belevitch afferma, nel 1958 (IRE Trans. CT5, pag. 250), che dal 1939 in poi non vi sono stati sostanziali passi avanti in questo campo.

Il lavoro di Cauer (ucciso a Berlino negli ultimi giorni di guerra) viene raccolto in Germania nel 1954 e poi tradotto e pubblicato in America nel 1958. I metodi di sintesi compresi in questa raccolta, come tutti quelli da essi derivati, oggi vengono considerati *classici*, in contrapposizione ad altri metodi di diversa ispirazione e di sviluppo più recente. Tra questi ultimi basterà ricordare quello iniziato nel 1951 da Belevitch con le « matrici sparse » e quello studiato nel 1966 da R. Yarlagadda con lo « spazio degli stati », particolarmente per l'impiego con calcolatori e per la sintesi di circuiti aventi un grandissimo numero di nodi (dell'ordine del migliaio).

Per quanto riguarda la sintesi classica dei circuiti RLC, resta da dire che il metodo di Brune non garantisce il numero minimo di componenti circuitali; i passi matematici su cui esso si basa, inoltre, creano una situazione che non può essere risolta senza ricorrere a mutue induttanze (trasformatori). Sono stati perciò studiati altri metodi che cercano di evitare tali inconvenienti. Nel procedimento proposto da R. Bott e R. J. Duffin nel 1949, ad esempio, viene usata una serie più elaborata di passi, che evita i trasformatori, ma porta alla comparsa di due espressioni matematiche anziché una, richiedendo così alla fine un numero totale di elementi ancora maggiore. Tra i vari studi compiuti per ottenere un minore spreco di componenti, sono da segnalare quelli pubblicati in Giappone da F. Miyata (1952), M. Ozaki (1953), T. Fujisawa (1955) e M. Watanabe (1957), e in America da F.M. Reza (1954), Guille-

min (1955) e R.F. Baum (1958).

E' necessario distinguere bene, a proposito di sintesi, ciò che occorre veramente per il progetto dei filtri e ciò che può essere utile a chiarire la teoria dei circuiti elettrici in generale. Ad esempio, la sintesi dei circuiti RLC ha poco a che fare con i filtri selettivi; più utili sembrano invece i metodi pratici sviluppati per tener conto delle perdite nei componenti. In altre parole, nella sintesi RLC il problema è quello di calcolare il valore di un certo numero di resistenze, di induttanze e di capacità che, disposte in modo opportuno, possono formare un circuito elettrico capace di dare una risposta prestabilita. Nel progetto di un filtro LC reale, invece, il problema è quello di calcolare un certo numero di induttanze e di capacità che, inserite opportunamente in un circuito, danno la migliore selettività permessa dalle resistenze di perdita inevitabilmente presenti nei singoli elementi (in particolare nelle bobine). Il problema delle perdite nei componenti è stato affrontato di pari passo con quello della sintesi dei filtri: già nel 1925 da H.F. Mayer, poi nel 1939 da Darlington, nel 1945 da H.W. Bode, nel 1949 da N.T. Ming e nel 1957 dal belga C.A. Desoer.

3. Progetto dei filtri passivi

Non dobbiamo credere che ogni progettista, quando ha bisogno di un filtro passivo, si metta ogni volta a rifare tutti i passi di un metodo di sintesi. Ammettendo pure che si tratti di un mezzo specialista (come avviene in molti laboratori elettronici) e che conosca quindi i vari passi matematici da seguire, restano sempre le difficoltà di tipo aritmetico; ed è bene fermarci un momento ad esaminarne la natura, perché molto spesso accade di non rendercene conto.

Uno dei passi fondamentali da eseguire nel calcolo del filtro, infatti, è la scomposizione di polinomi matematici in fattori. Il grado di questi polinomi dipende dal numero dei rami del filtro. Se il filtro è un poco complesso, cosa abbastanza comune in pratica, può accadere che si debbano risolvere equazioni di grado superiore al quinto. Per un matematico, munito di un calcolatore da tavolo, questo fatto non è molto grave. Però è assolutamente necessario che le radici dell'equazione siano calcolate con un alto numero di cifre significative (ad esempio 12), cioè al limite della capacità dei piccoli calco-

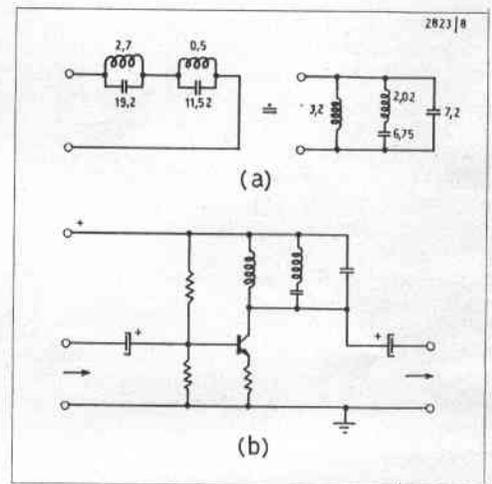


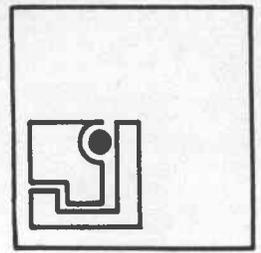
Fig. 2. Esempio di due circuiti LC equivalenti, nella forma di Foster (a), e relativa applicazione in un filtro mediante un amplificatore a corrente costante (b).

latori. Il tecnico non specialista riesce difficilmente a convincersi della necessità di tante cifre, perché pensa che, alla fine, sia le induttanze che le capacità potranno essere costruite con tolleranze dell'ordine dell'1%, cioè al massimo con 4 cifre significative.

Occorre perciò tener presente che le radici trovate all'inizio del calcolo vengono poi usate per molte altre operazioni (potenze e divisioni) e che in ogni operazione la precisione originale diminuisce. Fino a dare, appunto, una precisione finale di 4 cifre significative.

Una prima strada per evitare queste difficoltà, permessa dalla disponibilità dei calcolatori elettronici più grandi, è quella di eseguire il progetto dei filtri simili tra di loro mediante un opportuno programma preparato una volta per tutte. Il tempo materiale di calcolo diminuisce così da qualche giorno a qualche minuto; ma la preparazione del programma, nonché la sua corretta interpretazione, richiedono sempre un mezzo specialista.

Una seconda strada è quella di raccogliere i valori di molti filtri in diagrammi o in tabelle, come fatto già da Cauer nel 1931. Tra i cataloghi dei valori normalizzati, utilizzabili per i tipi fondamentali di filtri selettivi, può essere segnalato quello di R. Saal pubblicato nel 1963 dalla Telefunken. Cataloghi e diagrammi,



comunque, sono d'uso molto comune per la ricerca preliminare del numero dei rami da assegnare al filtro e per stabilire la Q minima delle bobine.

Una terza strada, ancora più interessante, è quella delle cosiddette *formule esplicite*. Supponiamo di aver calcolato un certo tipo di filtro passa-basso per molti valori di n (numero dei rami). In base ai numeri che troviamo alla fine del calcolo, o meglio ancora in base alle ultime operazioni che dobbiamo eseguire per arrivare a tali numeri, può darsi che si trovino dei legami tra i numeri stessi e il valore di n . Se questi legami esistono e se si riesce a vederli, si può sperare di trovare delle formule che diano *direttamente* i valori richiesti, con la medesima precisione del metodo di sintesi, ma senza fare per niente i calcoli richiesti dal metodo.

In diversi casi tali formule sono state effettivamente trovate e, per quanto possa sembrare strano, tutti sono convinti della loro validità, sebbene non siano state dimostrate, nè si sappia bene in base a che cosa siano giustificate.

Il progetto di un filtro, comunque, non consiste solo nel trovare nel modo più comodo i valori nominali da assegnare ai componenti. Una difficoltà che si incontra spesso con il metodo di sintesi (e che generalmente non viene mai messa abbastanza in chiaro) si trova nella fase di taratura. Il calcolo conduce ai valori dei singoli componenti, in modo preciso fin quanto si vuole. Ma poiché il costo dei condensatori cresce ovviamente con la precisione richiesta, si capisce che è utile limitare la loro tolleranza a 1 o 2%, cioè entro il limite in cui i piccoli errori di capacità possono essere compensati da correzioni sulle induttanze. Purtroppo ciò non è facile, una volta realizzato un filtro per sintesi, perché spesso non vi sono né frequenze né disposizioni circuitali comode per fare questa compensazione.

Occorre poi tenere conto attentamente delle prestazioni e dei costi, in relazione alle dimensioni dei componenti. Spesso una bobina in più permette di ridurre le dimensioni di tutte le altre, ottenendo prestazioni migliori e costi minori. In altre parole, il filtro più economico non è quello che conduce al numero minimo dei componenti, ma quello che conduce al valore minimo della somma del costo dei

componenti (tenuto conto della loro grandezza e delle loro tolleranze) e del costo della taratura. Mentre gli specialisti costruiscono metodi di assoluta precisione su presupposti pratici talvolta discutibili, il progetto dei filtri deve sempre basarsi soprattutto sul buon senso.

4. Filtro passa-basso normalizzato

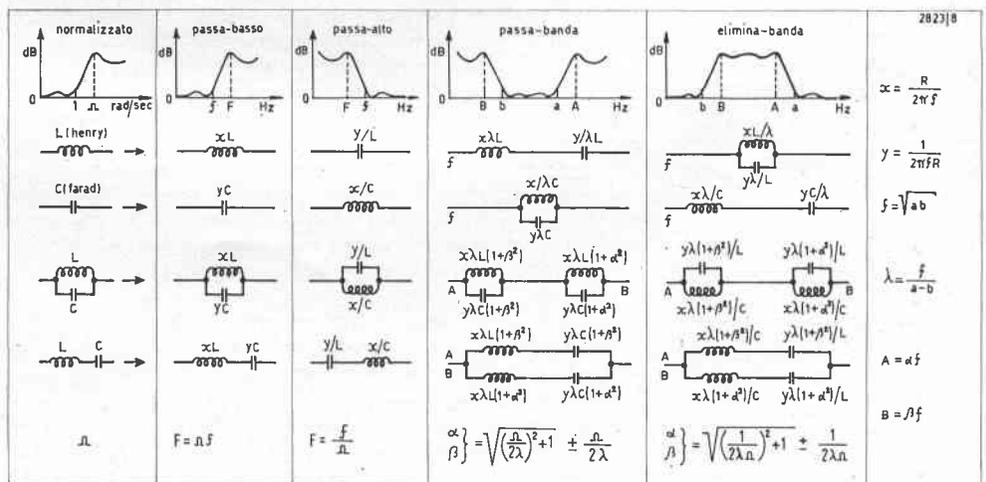
I filtri selettivi più comuni possono essere derivati tutti da un filtro passa-basso (chiuso tra due resistenze di 1Ω e avente come frequenza di taglio quella di 1 rad/sec) che prende il nome di filtro *normalizzato*. Tale filtro non è una delle solite complicazioni degli specialisti (a parte la scelta di 1 rad/sec anziché 1 Hz), ma un'effettiva necessità di lavoro; tutti i cataloghi e le pubblicazioni relative ai calcoli sui filtri, quando è possibile, si riferiscono infatti al passa-basso normalizzato. Esso sarebbe utile, comunque, anche se dovessimo semplicemente progettare un filtro senza cataloghi. Supponiamo ad esempio di dover realizzare prima un filtro con banda passante fino a 1725 Hz , con terminazioni di 175Ω , e dopo un mese un secondo filtro con banda passante fino a 1900 Hz e terminazioni di 600Ω . Se nel primo progetto avremo l'accortezza di annotare sopra un foglio i valori normalizzati, cioè i valori parziali trovati durante il calcolo prima di passare alla frequenza 1725 Hz e alla terminazione 175Ω , è facile osservare che il numero totale di operazioni necessarie per passare poi alla frequenza 1900 Hz e

alla terminazione di 600Ω è *minore* rispetto al numero necessario in caso diverso (due divisioni in meno).

In generale, una volta disponibili i valori normalizzati, per ottenere i valori di un filtro effettivo avente la frequenza di lavoro f e resistenze di terminazione R , basta eseguire le sostituzioni circuitali e i calcoli riassunti in fig. 3, a seconda del tipo di filtro richiesto di volta in volta.

Al filtro passa-basso normalizzato corrisponde una curva attenuazione-frequenza nel diagramma normalizzato riportato in fig. 4, avente una scala lineare solo nella prima metà dell'ascissa. L'ascissa esprime la frequenza normalizzata, con il valore di 1 rad/sec al centro e una scala inversa nella metà di destra (cioè i numeri indicati in questa seconda metà sono gli inversi di quelli che si trovano nelle posizioni simmetriche di sinistra). L'ordinata esprime l'attenuazione, con il valore di 6 dB al centro e una scala compressa in modo simmetrico rispetto a questo punto. In tal modo è possibile riassumere abbastanza bene con una sola curva l'andamento di attenuazione di un filtro in tutto il campo di frequenza.

Fig. 3. Quadro di passaggio dai valori normalizzati ai valori effettivi di un filtro. Ciascun elemento del filtro normalizzato, indicato nella prima colonna di sinistra, deve essere sostituito con uno della medesima riga, a seconda del tipo di filtro voluto. Una sostituzione analoga viene fatta anche per i valori delle frequenze di risonanza, indicati a fianco dei relativi circuiti accordati.



Nei paragrafi successivi faremo uso di questo diagramma in tutti i casi in cui sarà possibile. E' opportuno tener presente che lo stesso diagramma può essere usato per rappresentare pure il ritardo di gruppo del segnale che attraversa un filtro; in tal caso può essere utilizzata la medesima scala delle ordinate, facendo cioè corrispondere gli stessi valori ai dB di attenuazione e ai secondi di ritardo.

5. Filtri di Bessel e filtri di Butterworth

La sintesi di un filtro passa-basso nel quale tutte le componenti del segnale applicato all'entrata vengono ritardate in misura costante (almeno fin tanto che esse rientrano nella banda passante), in modo da garantire una forma d'onda indistorta all'impulso restituito, è stata fatta nel 1949 da W.E. Thomson e perfezionata nel 1954 da L. Storch. Per l'approssimazione matematica della funzione di risposta sono stati usati certi polinomi trovati un secolo e mezzo prima dall'astronomo tedesco F. W. Bessel; a tale filtro, che perciò viene comunemente chiamato filtro di Bessel, corrispondono le curve di attenuazione e di ritardo *A* in fig. 4. Entrambe queste curve migliorano molto poco con l'aumentare del numero degli elementi usati nel filtro; si può notare, pertanto, che la selettività si mantiene sempre piuttosto scadente.

Un filtro di migliore selettività, a spese di un leggero peggioramento della costanza del ritardo entro la banda passante, è quello impiegato nel 1930 dall'americano S. Butterworth. Nei cataloghi tedeschi esso viene chiamato filtro di Butterworth e indicato quindi con la lettera *B*, mentre in America viene chiamato molto spesso « maximally-flat », oppure filtro di « potenze » (perché l'espressione matematica che lo descrive si basa sulle potenze della variabile *s*). Ad esso corrispondono le curve *B* in fig. 4. In tale filtro, come in quello di Bessel, il limite della banda passante viene comunemente definito dalla frequenza alla quale l'attenuazione è 3dB. Il filtro di Butterworth trova moltissime applicazioni nel campo elettronico, in parte a causa del buon comportamento nei riguardi del ritardo di gruppo e in parte per l'estrema semplicità di progetto (e di taratura). Si può quasi affermare che

esso rappresenta anzi l'unico caso in cui i risultati del metodo di sintesi sono stati semplificati a un grado tale da permettere l'impiego anche da parte dei non specialisti.

Le formule esplicite per il filtro di Butterworth, trovate da E.L. Norton nel 1937 e da G. von Bosse nel 1951, sono infatti molto semplici. Basta disegnare un semicerchio, dividerlo in tanti spicchi quanti sono i rami del filtro, e misurare la distanza tra il diametro e il centro dell'arco in ciascuno spicchio (fig. 4). Chi volesse quattro cifre decimali, naturalmente, può usare le comuni formule di trigonometria. Accanto ai filtri di Bessel e di Butterworth occorre ricordare il filtro « gaussiano » e il filtro « a coseno rialzato », il cui limite della banda passante è fissato dall'attenuazione di 6dB, usati entrambi nel campo della trasmissione di impulsi sulle linee telefoniche. Essi vengono però generalmente trascurati dagli specialisti dei filtri, data la grande somiglianza con il filtro di Bessel (fig. 4).

6. Filtri di Cebiscev e filtri di Cauer

Quando occorre una bassa attenuazione in tutta la banda passante e una buona selettività, a spese del ritardo di gruppo, vengono usati i filtri di Cebiscev, chiamati così dal nome del matematico russo P.L. Cebiscev, che nel secolo scorso ha studiato in modo particolare certi polinomi adatti per i problemi di approssimazione. Questi filtri, sintetizzati un po' da tutti gli specialisti dei filtri, nei cataloghi tedeschi vengono chiamati filtri di Tschebyscheff e indicati quindi con la lettera *T*, mentre in America vengono chiamati filtri di Chebishev, oppure filtri con andamento ondulatorio nella banda passante. Ad essi corrispondono le curve di attenuazione e di ritardo *T* in fig. 4.

In tali filtri, come in quelli di Cauer, il limite della banda passante viene fatto coincidere comunemente con la frequenza alla quale l'attenuazione diventa maggiore dell'ampiezza permessa alle ondulazioni entro la banda passante.

Anche per i filtri di Cebiscev esistono formule esplicite, trovate da Belevitch nel 1952 e da B.J. Orchard nel 1953, sia pure in forma progressiva (cioè tali da permettere ad esempio di calcolare i valori normalizzati di un filtro di 8 rami se si conoscono i valori del filtro di 7 rami)

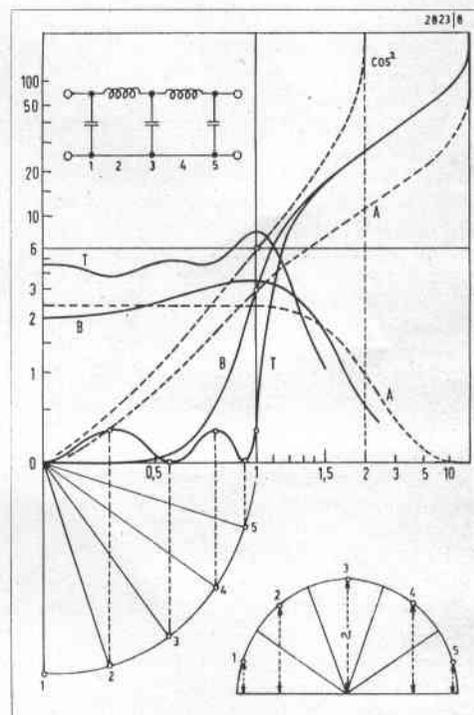


Fig. 4. Diagramma normalizzato relativo ai principali tipi di filtri senza poli di attenuazione. Le lunghezze dei segmenti verticali nel semicerchio di destra, avente raggio uguale a 2, danno direttamente i corrispondenti valori per i componenti nel filtro di Butterworth normalizzato.

e con qualche funzione trigonometrica iperbolica.

Oltre al numero dei rami, che determina la selettività fuori banda e il numero delle ondulazioni nella banda passante, il progettista può scegliere l'ampiezza di queste ondulazioni. Il numero delle soluzioni possibili diventa di conseguenza molto grande e quindi è chiara l'utilità delle formule esplicite.

Tutti e tre i filtri selettivi esaminati finora (Bessel, Butterworth e Cebiscev) sono realizzabili partendo da un passa-basso normalizzato del tipo indicato in fig. 4. Tenendo costante il numero dei rami e (soprattutto) delle bobine, è possibile aumentare ancora la selettività di un filtro passa-basso mediante la configurazione indicata in fig. 5. I filtri di questo tipo, calcolati da Cauer nel 1931, sono chiamati nei cataloghi tedeschi filtri di Cauer

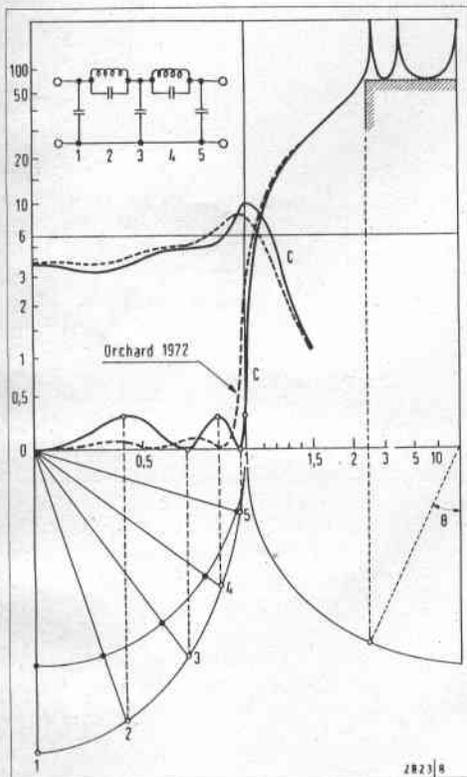
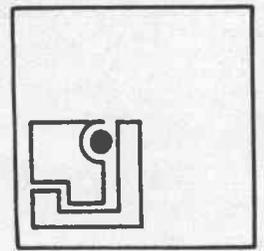


Fig. 5. Diagramma normalizzato relativo a due versioni del filtro di Cauer. L'angolo O in basso a destra è quello usato nei cataloghi tedeschi per indicare, di grado in grado, la frequenza di separazione (nell'esempio pari a 2,36).

e indicati quindi con la lettera C, mentre in America vengono chiamati « filtri con andamento di Cebiscev nella banda passante e nella banda attenuata » oppure filtri « ellittici » (perché nel metodo di sintesi intervengono le funzioni ellittiche). Ad essi corrispondono le curve C, in fig. 5. Rispetto al filtro di Cebiscev si vede che sono stati introdotti tanti picchi di attenuazione, o *poli*, quanti erano gli zeri nella banda passante. Zeri e poli risultano disposti simmetricamente intorno a un punto intermedio tra la massima frequenza passante e la minima frequenza attenuata, in modo tanto più fitto quanto più sono vicini a tale punto. Nella stessa fig. 5 è mostrata la costruzione geome-

trica degli zeri nella banda passante: nel filtro di Cebiscev essi derivano da punti equidistanti di un cerchio, mentre nel filtro di Cauer derivano dai corrispondenti punti di un'ellisse.

Rispetto al filtro di Cebiscev aumentano ancora i gradi di libertà lasciati al progettista. Purtroppo non esistono formule esplicite per il calcolo dei componenti.

Una via accettabile in molti casi pratici resta quindi quella di usare i cataloghi di Saal (o altri).

Quando è richiesta una forte attenuazione in una zona limitata della banda attenuata, è possibile comunque spostare la posizione dei poli (lasciando sempre regolare l'andamento entro la banda passante). I filtri di Cauer così modificati vengono chiamati a parametri *general* e indicati con la lettera A (iniziale di *allgemeine*) nei cataloghi tedeschi.

Un perfezionamento di tipo diverso è quello mostrato nel 1972 da Orchard (IEEE Trans. CT 19, pag. 302-304) e riportato per confronto nella stessa fig. 5, con il quale la sintesi del filtro di Cauer viene modificata nella prescrizione di minima perdita in banda.

7. Filtri componibili

Quando è richiesta una curva di attenuazione variabile in modo qualsiasi con la frequenza, in genere non si parla più di filtri selettivi, ma di equalizzatori d'ampiezza o formatori di spettro. Anche in questo caso, naturalmente, è possibile eseguire la sintesi di un circuito elettrico RLC, ad esempio seguendo il metodo di Miyata. Una strada diversa molto diffusa è però quella di ricavare la risposta richiesta come somma delle risposte parziali di più circuiti elettrici RLC, ciascuno dei quali sia progettabile e realizzabile in modo semplice.

Tra le soluzioni possibili per ottenere questa somma, estese anche ai circuiti LC, occorre distinguere le soluzioni esatte dalle soluzioni approssimate. La prima soluzione esatta si ottiene collegando in cascata più cellule, ognuna delle quali presenti una impedenza costante (preferibilmente una resistenza, in modo da essere adatta anche per le terminazioni estreme della catena), pur variando la curva di attenuazione e quindi il contributo di ciascuna cellula alla risposta complessiva. Alcune configurazioni pos-

sibili per queste cellule sono indicate in fig. 6; esse sono tra di loro equivalenti e rappresentano appunto il tipo a resistenza costante. Questa soluzione è stata studiata nel 1928 da O.J. Zobel e largamente usata da allora in molte applicazioni.

Un'altra soluzione esatta si trova nei filtri a separazione elettronica (fig. 7a). Questa viene usata per i filtri passa-banda degli stadi a frequenza intermedia nei comuni radioricevitori e negli amplificatori televisivi. Nel 1951 M. Dishal ha mostrato che questi filtri possono realizzare indifferentemente curve del tipo Butterworth o del tipo Cebiscev, a seconda di come viene regolata la frequenza di risonanza e il fattore di qualità Q dei singoli risonatori. Per il fatto che la frequenza di accordo cambia appunto tra un risonatore e l'altro, tali filtri vengono chiamati spesso a *sintonia falsata*.

In certi casi la risposta chiesta a un filtro formatore di spettro si presta alla realizzazione mediante la somma delle uscite di più risonatori eccitati in parallelo. La simulazione dei suoni vocali, ad esempio, è stata realizzata nel 1955 da E.S. Weibel con il circuito in fig. 7b, nel quale l'uscita da ogni risonatore è invertita rispetto al precedente. Questa soluzione si presta alla regolazione manuale indipendente della frequenza, dell'ampiezza e della Q per le singole risonanze (Antenna 41, pag. 434), nonché all'uso dei cosiddetti moltiplicatori di Q, ad opera di un elemento attivo e a spese della stabilità.

Tra le soluzioni esatte possiamo includere anche il filtro selettivo a *banda larga*, costituito da un passa-basso e da un passa-alto collegati in cascata. Questa forma di realizzazione presenta alcuni vantaggi pratici appunto quando la larghezza della banda passante è grande (ad esempio dello stesso ordine) rispetto alla frequenza centrale.

La soluzione approssimata nei filtri componibili è rappresentata dalla famiglia dei filtri selettivi a *parametri immagine*. La relativa trattazione teorica è stata fatta da Cauer, integrando con le proprie ricerche i risultati parziali di Wagner, Campbell, Zobel, Bode e Piloty, pubblicati fino al 1940, ed è unica per il rigore del suo metodo matematico. Oggi tali filtri debbono essere considerati soprattutto come una semplificazione pratica

di progetto, basata sul fatto di trascurare il disadattamento d'impedenza dovuto alla chiusura non esatta delle varie cellule sulla loro impedenza immagine. Se si accettano gli errori provocati da questo disadattamento sulla risposta, il progetto si riduce infatti alla somma di più curve d'attenuazione standardizzate, da eseguire graficamente sopra un medesimo diagramma (fig. 8), mentre il calcolo degli elementi normalizzati risulta eccezionalmente semplice. L'inesattezza intrinseca del metodo, peraltro, può essere compensata in buona parte per mezzo di molti perfezionamenti pratici ricavati da una lunga esperienza; tanto che nel suo libro sui « Metodi per filtri di frequenza », pubblicato in America nel 1964, lo svedese T. Laurent considera certi filtri a parametri immagine addirittura migliori di quelli ottenibili con i metodi di sintesi. Secondo Orchard (IEEE Trans. CT 12, pag. 278), tutto ciò si spiega proprio con il fatto che, per quanto riguarda i filtri calcolati per sintesi, « abbiamo una sovrabbondanza di libri sulla teoria dei vari circuiti e quasi nessuno sul loro progetto ».

8. Meccanismo dell'azione filtrante

Cercheremo ora di riassumere questa prima classe di filtri, in base al meccanismo fisico utilizzato nel loro funzionamento. Il punto di partenza è quello di considerare un quadripolo di pure reattanze, inserito tra un generatore e un carico resistivo. Se questo quadripolo è tale da far vedere al generatore un'impedenza resistiva per tutti i segnali compresi nella banda passante, è chiaro che esso riceverà dal generatore una certa potenza. Non potendo dissiparsi all'interno del quadripolo, dove trova solo reattanze pure, tale potenza deve necessariamente arrivare *tutta* sul carico. Per avere l'attenuazione minima, allora, basta che la impedenza d'entrata del quadripolo sia uguale a quella interna del generatore. Per bloccare il passaggio dei segnali alle frequenze delle bande attenuate, invece, basta che il quadripolo faccia vedere al generatore un'impedenza completamente sbagliata, cioè un cortocircuito, o un circuito aperto, oppure una pura reattanza.

Questa prima interpretazione, nella quale il filtro viene visto come un trasformatore d'impedenza il cui rapporto di trasformazione cambia in modo opportuno con la frequenza, non è applicabile tuttavia a certi filtri reattivi. Le cellule dei filtri a impedenza costante, ad esempio, contengono delle resistenze che sono scavalcate dai segnali compresi nella banda passante, ma intervengono a dissipare tutta la potenza ricevuta dal generatore nella banda attenuata. I filtri a separazione elettronica, d'altra parte, dissipano *sempre* quasi tutta la potenza ricevuta all'entrata di ciascuno stadio amplificatore. In entrambi questi casi ha quindi poco senso parlare di azione filtrante dovuta all'adattamento o al disadattamento di impedenza tra generatore e filtro.

Un secondo modo di considerare lo stesso fenomeno, applicabile anche alla maggior parte dei filtri componibili, è quello di osservare che un rumore bianco applicato alla porta d'entrata deve attraversare normalmente *tutte* le cellule che costituiscono il filtro, prima di arrivare alla porta d'uscita. Ciascuna cellula può eseguire pertanto un'azione progressiva sullo spettro del rumore, fino a formare lo spettro finale richiesto. Questa interpretazione fisica si applica bene ai filtri a separazione elettronica e risulta utile per mettere in evidenza la diversità tra la maggior parte dei filtri reattivi e i filtri a ritardo « trasversali ».

Un'altra differenza con i filtri a ritardo è il fatto, piuttosto ovvio, che nei filtri reattivi il segnale *passa una sola volta* per uno stesso punto; dai mezzi in essi utilizzabili per migliorare la selettività rimane quindi sempre esclusa la *ricorrenza*. Nel funzionamento dei vari filtri reattivi, comunque, è difficile separare nettamente il contributo dei tre fenomeni fisici restanti, cioè la variazione d'impedenza in ciascun componente reattivo, la risonanza e l'interferenza. Solo nei casi meno selettivi, come nel passa-basso con un solo ramo induttivo tra generatore e carico, l'azione filtrante è chiaramente tutta affidata all'aumento graduale dell'impedenza di questo ramo con la frequenza. Ma è altrettanto chiaro che neppure un maggior numero di tali cellule, a ciascuna delle quali corrisponde una selettività massima di 20 dB/decade, potrebbe spiegare la migliore selettività che si ottiene

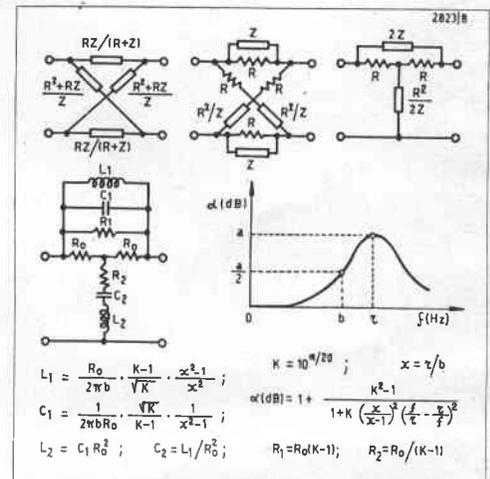
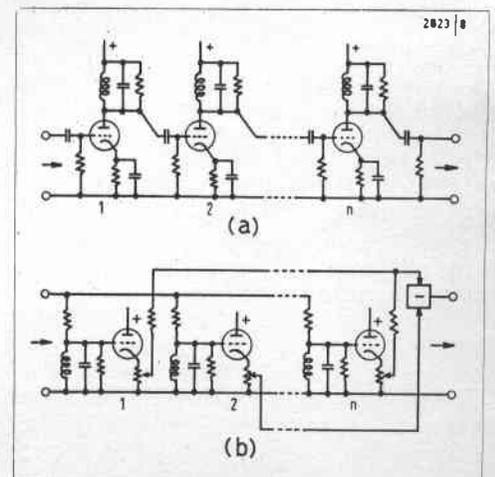
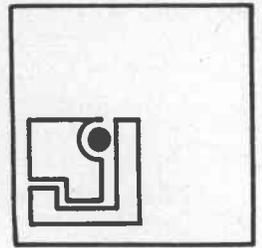


Fig. 6. Esempi di cellule a resistenza costante e formule pratiche per il calcolo dei componenti nel caso di una cellula antirisonante alla frequenza r . I valori di R_1 e R_2 ottenuti dal calcolo debbono poi essere corretti in base alle resistenze di perdita in L_1 e L_2 ; quindi, per mezzo della trasformazione del triangolo $R_0-R_1-R_0$ nella corrispondente stella, è possibile eliminare uno dei quattro resistori.

Fig. 7. Schemi di principio di un filtro a separazione elettronica (a) e di un filtro formatore di spettro a risonatori (b). Le due soluzioni possono essere considerate *duali*, facendo corrispondere l'operazione di *prodotto* eseguita nella prima all'operazione di *somma* eseguita nella seconda.





di solito al limite della banda passante, senza ricorrere ad altri fenomeni fisici. Una distinzione da fare, a questo punto, è quella tra i filtri a minima rotazione di fase e gli altri. Il primo gruppo è caratterizzato dal legame che unisce rigidamente l'attenuazione e la risposta di fase (espresso matematicamente dalla trasformata di Hilbert); ad esso appartengono tutti i filtri a scala (fig. 5), cioè senza percorsi multipli. In tali filtri il miglioramento della selettività deve essere attribuito alla risonanza tra le diverse parti reattive del circuito.

Il secondo gruppo è caratterizzato da una maggiore libertà tra le risposte d'ampiezza e di fase, derivante dai percorsi multipli esistenti tra un nodo e l'altro (fig. 6); quest'ultimo aspetto circuitale risulta più chiaro osservando che ciascuna cellula di tali filtri, in realtà, corrisponde al parallelo di due cellule a scala sostanzialmente diverse. A migliorare la selettività di questi filtri, conseguentemente, intervengono in varia misura sia la risonanza che l'interferenza.

E' bene aggiungere infine un cenno sull'origine delle ondulazioni nella banda passante di certi filtri reattivi, la cui natura fisica è comune al fenomeno studiato in radiotecnica con i circuiti accordati sovraccoppiati. Tra i metodi pratici di progetto dei filtri selettivi ve n'è uno, proposto da Dishal, che si basa appunto sui coefficienti di accoppiamento tra ciascun ramo del filtro e i rami adiacenti. Per ottenere l'andamento di Butterworth in un filtro passa-banda, ad esempio, tali coefficienti vengono fissati pari ai valori di accoppiamento critico; si ottiene così il massimo allargamento delle curve di risonanza nei risonatori che costituiscono il filtro, attorno alla loro frequenza comune di accordo (frequenza di centro banda). Per ottenere invece l'andamento di Cebisev, basta aumentare opportunamente i coefficienti di accoppiamento; in tal caso le risonanze tra i singoli elementi reattivi si disturbano maggiormente una con l'altra, dando luogo alla comparsa di altre frequenze preferite, che vanno a distribuirsi in tutta la banda passante del filtro.

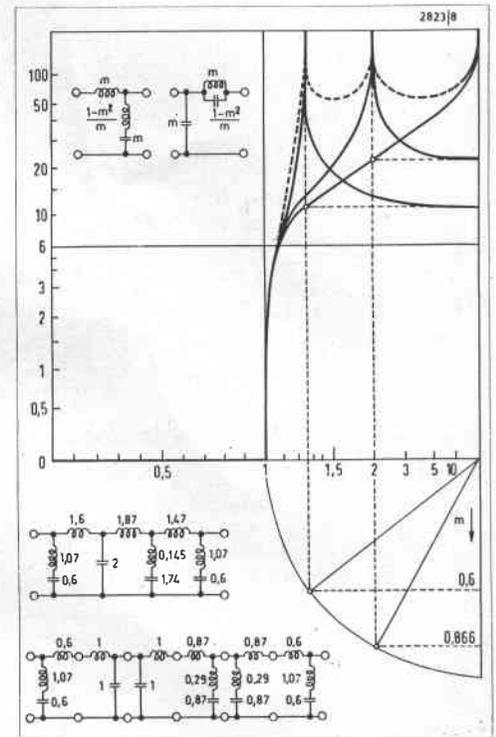


Fig. 8. Diagramma normalizzato relativo ad un esempio di filtro a parametri immagine. Le curve in tratto pieno indicano l'attenuazione teorica delle coppie di cellule uguali nello schema in basso, mentre la curva tratteggiata indica l'attenuazione teorica del filtro completo. I valori normalizzati sono dati direttamente dal parametro m , come indicato nelle cellule in alto a sinistra. Facendo m pari a uno si elimina un'induttanza o una capacità in queste cellule, che si semplificano allora entrambe nel tipo detto a k costante.

(continua)

Quattro classi di filtri elettrici

II - Filtri RC

L. De Luca

1. Introduzione

Questa seconda classe di filtri, nella quale la parte svolta nei filtri tradizionali dalle bobine viene simulata mediante configurazioni RC relativamente complesse e ricorrendo a svariati tipi di circuiti attivi, è caratterizzata da una notevole confusione di termini. Tale confusione dipende da più fattori, tra i quali il grande numero di soluzioni simili (o equivalenti, o addirittura uguali) che sono in circolazione sotto nomi diversi, l'intervento disordinato degli "elettronici" nel campo riservato in passato agli specialisti dei filtri e non ultimo il fatto che molte soluzioni sono ancora troppo recenti per essere valutate e inquadrare nella giusta misura. Questa mancanza di assestamento naturale durerà ancora probabilmente per parecchi anni e non può essere risolta da un giorno all'altro con un assestamento artificiale, che sarebbe per forza di cose arbitrario. D'altra parte, lasciando alle varie soluzioni i nomi originali e i pregi che i singoli autori hanno dichiarato di volta in volta, avremmo una raccolta cronologica di decine di soluzioni "generali", "ottime" e "perfette", tra le quali sarebbe impossibile orientarci.

Ci sembra quindi preferibile correre il rischio di commettere qualche inesattezza, allo scopo di ottenere un quadro d'insieme che abbia almeno un certo ordine, riportando cioè nei limiti del possibile le diverse soluzioni a una terminologia e a una simbologia comune. Questo vale in particolare per gli elementi attivi, contraddistinti dalle sigle e dai nomi più disparati. Trattandosi di filtri, cominceremo a filtrare tali sigle e tali nomi, lasciandone passare quel piccolo numero che potrà essere sufficiente per lo scopo di questa rassegna.

Occorre poi precisare che nei filtri attivi incontreremo alcuni nuovi problemi, che mancano nei filtri tradizionali. Il primo di questi è la *sensibilità* del circuito alle variazioni dei suoi parametri. Il secondo è il *consumo*, ovvero la potenza di alimentazione necessaria per il funzionamento. Il terzo è la *dinamica*, cioè il campo di variazione del livello entrante nel filtro, in dB, entro il quale esso lavora correttamente.

Un altro aspetto nuovo che compare in molti filtri di questa classe coinvolge i

concetti stessi di impedenza e di reattanza. Siamo così abituati a pensare che le impedenze siano sempre positive, fatte di resistenze, d'induttanze e di capacità, che il passaggio a impedenze del tutto diverse, come una capacità negativa o una resistenza negativa il cui valore diminuisce con il quadrato della frequenza, ci sembrerà forse troppo brusco.

In compenso, vedremo che i filtri RC, proprio a causa della loro varietà e dell'originalità delle soluzioni elettroniche in essi utilizzate, costituiscono probabilmente la classe di filtri più interessante per il tecnico elettronico comune.

2. Filtri passivi

Non tutti i filtri RC sono attivi, naturalmente, come non tutti i filtri attivi sono RC. Vi sono comunque varie ragioni pratiche per raccogliere in una sola classe tutti i filtri RC, compresi quelli il cui funzionamento non richiede necessariamente l'impiego degli elementi attivi.

La tendenza a eliminare le bobine dai filtri elettrici è cominciata più o meno durante la seconda guerra mondiale, in parte per estendere la loro applicazione alle frequenze molto basse e in parte per ridurre il loro peso nelle apparecchiature aeronautiche di bordo. In un secondo tempo, a questi motivi si è aggiunta la ricerca di metodi di produzione più economici, assieme alla necessità di una miniaturizzazione sempre più spinta. L'incompatibilità tra quest'ultima esigenza e l'impiego delle bobine è stata dimostrata da A. Rand nel 1963, in base al fatto che riducendo le dimensioni delle bobine si riduce drasticamente la loro *Q*. Mentre infatti un condensatore ridotto in modo uguale in tutte le sue dimensioni, senza cambiare le proprietà dei materiali che lo costituiscono, mantiene costante la sua *Q* ad una certa frequenza, lo stesso procedimento applicato a una bobina abbassa la sua *Q* con il quadrato del fattore di riduzione dimensionale.

Analogamente ai circuiti LC, anche la sintesi dei circuiti RC è cominciata con la sintesi dei rispettivi bipoli, eseguita per primo da Cauer nel 1927, sia nella forma corrispondente a quella trovata da

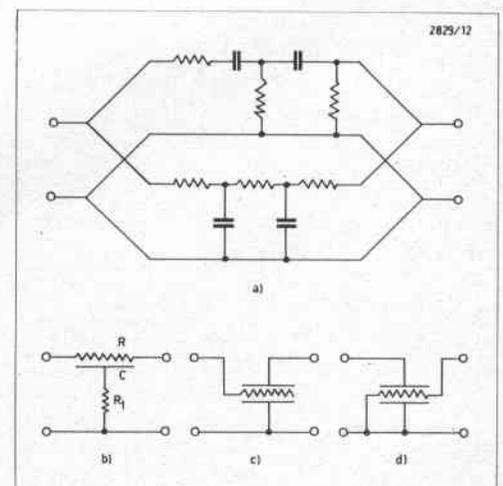
Foster per i circuiti LC, sia nella forma a scala.

Lo studio dei primi veri e propri filtri RC è stato fatto invece da Guillemin, che nel 1944 ha eseguito la sintesi di un filtro costituito da un trasformatore ideale a rapporto $-1:1$ e da due impedenze RC a traliccio, mentre nel 1949 ha mostrato un metodo generale di sintesi basato sull'impiego di due reti RC a scala collegate in parallelo (fig. 1a).

Lo stesso Guillemin, tuttavia, ha fatto osservare giustamente nel suo libro del 1957 che « nel traliccio, o nelle scale collegate in parallelo, i poli di attenuazione risultano come effetto della cancellazione dei valori di impedenza o di ammettenza, e tutti questi poli in generale sono influenzati dalla regolazione di ogni singolo componente del filtro. A meno che tutti i poli, per un colpo di buona fortuna, cadano sin dall'inizio esattamente ai valori giusti di frequenza, il loro allineamento (mediante successiva ritaratura dei valori dei vari componenti) è praticamente senza speranza ».

Il rimedio più semplice è quello di collegare in cascata più quadripoli, ciascuno dei quali dia un polo di attenuazione. Nel 1952 B.J. Dasher ha dimostrato per primo che in tal caso la sintesi è ugualmente

Fig. 1. Esempi di circuiti usati nei filtri RC passivi, a componenti comuni (a) e a componenti distribuiti (b).



possibile (sempre che, naturalmente, si tratti di poli ordinari). Per questa sintesi è utile il cosiddetto teorema della partizione, presentato da H. Adler nella sua tesi di laurea del 1948.

Per la loro natura, i filtri RC passivi risultano dunque particolarmente adatti ad eliminare una stretta banda di frequenze (ovvero una sola frequenza nominale). In questa applicazione essi sono chiamati in America « null filters », o più spesso « notch filters ». Concettualmente tali filtri sono tutti assimilabili a un circuito a ponte, nel quale si esegue la differenza tra i segnali che hanno percorso due strade diverse.

Sempre per questa applicazione, si sono diffusi recentemente i filtri passivi a parametri RC distribuiti. Essi sono stati studiati nel 1959 da C.K. Hager e nel 1960 da A. Smith, in vista del loro impiego nel campo dei circuiti integrati. Alcuni circuiti utilizzabili per questo scopo sono stati proposti nel 1960 da W. M. Kaufman (fig. 1b) e nel 1962 da K. W. Heizer (fig. 1c e 1d). Le forme di distribuzione più usate per i parametri sono quella lineare e quella esponenziale. Tra i metodi di sintesi, oltre a quelli di W. W. Happ e di Heizer, pubblicati entrambi nel 1962, può essere ricordato il metodo grafico trovato nel 1965 da K. L. Oehler e W. C. Dueterhoeft per il caso della distribuzione esponenziale.

3. Filtri con amplificatori

Il primo esempio di filtro attivo è quello in cui un circuito RC viene inserito nel percorso di controeazione di un amplificatore, in modo da scambiare tra di loro i poli di attenuazione con gli zeri. Tale soluzione è stata realizzata nel 1938 da H. H. Scott, con una rete RC a doppio T. Una soluzione analoga è stata utilizzata in un analizzatore d'onda molto diffuso durante la seconda guerra mondiale e poi « riscoperta » da D. B. Armstrong e F. M. Reza nel 1954.

Ma è solo con la pubblicazione di R. P. Sallen ed E. L. Key del 1955, contenente un catalogo pratico di 18 circuiti diversi, che i filtri RC attivi diventano popolari. In questi circuiti gli zeri di attenuazione sono ottenuti in modo molto simile a quello seguito per realizzare un oscillatore. Tale somiglianza risulta più evidente disegnando i circuiti come in fig. 2 e osservando che il segnale d'ingresso è

inserito generalmente in un punto a massa, mediante un generatore a bassa impedenza (equivalente quindi a una massa), mentre il carico viene sempre collegato direttamente all'uscita dell'amplificatore (in modo da non disturbare la rete RC).

Nel passa-banda indicato in fig. 2b, il cui circuito è quello di un oscillatore di Wien, il segnale viene invece applicato attraverso una resistenza aggiunta. Tale resistenza può essere quindi collegata indifferentemente nel punto x o nel punto y, purché vengano cambiati naturalmente i valori del ponte di Wien per avere la medesima frequenza naturale di oscillazione.

Dicendo *frequenza naturale* di un circuito RC intendiamo la frequenza di quelle oscillazioni di corrente che si possono avere all'interno del circuito, quando l'entrata è cortocircuitata. Nei circuiti LC passivi evidentemente tali oscillazioni sono sempre smorzate, mentre nei circuiti RC attivi esse sono smorzate — e quindi il circuito è *stabile* — solo se il guadagno dell'amplificatore soddisfa a certe condizioni. In entrambi i casi, queste frequenze naturali rappresentano altrettanti zeri di attenuazione (corrispondenti matematicamente ai valori di frequenza che annullano il polinomio caratteristico di ciascun filtro), che sono tanto meno visibili nella curva di attenuazione effettiva del filtro quanto più è forte lo smorzamento; il che è abbastanza intuitivo se si pensa che allo smorzamento critico (Q uguale a 0,5) spariscono anche le oscillazioni naturali nell'interno del circuito.

Tornando ai circuiti di Sallen e Key, occorre precisare che essi sono stati usati per anni, prima che venisse controllata sistematicamente la loro sensibilità alle variazioni dei componenti. I risultati pratici sono stati pertanto variabili, a seconda dei circuiti scelti nel catalogo (di sensibilità molto diversa uno dall'altro) e delle applicazioni. La sensibilità di questi filtri si manifesta sulla Q e sulla frequenza delle loro oscillazioni naturali. Quindi è chiaro che la sensibilità non darà problemi nei casi che non richiedono alte Q e precisione nella frequenza, come ad esempio nei filtri passa-basso con andamento di Butterworth, nei quali la Q può essere 0,83 (fig. 3a). Il problema diviene invece grave quando sono richieste Q alte e frequenze precise. In fig.

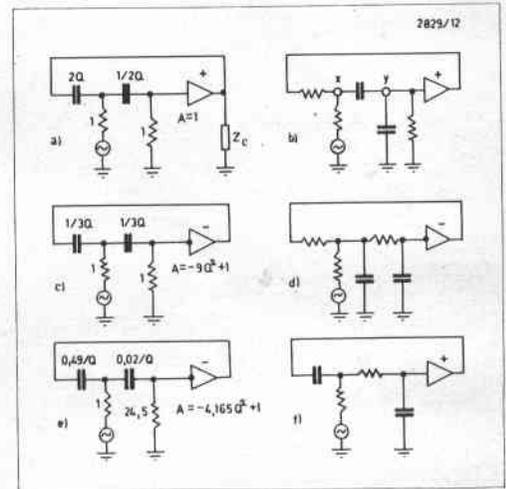
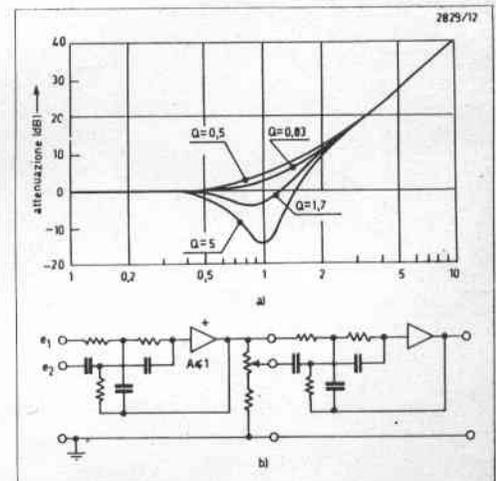


Fig. 2. Schemi tipici di filtri RC con amplificatori. I casi in cui il segnale in uscita dall'amplificatore è capovolto rispetto all'entrata sono contrassegnati con un apposito segno. Nella colonna di sinistra sono messi a confronto i valori normalizzati di due filtri di Sallen e Key (a e c), con i valori ottimizzati da Geffe (e).

Fig. 3. Influenza della Q sulla curva di risposta di un filtro passa-basso di Sallen e Key (a) e circuito per regolare la frequenza di cancellazione (b).



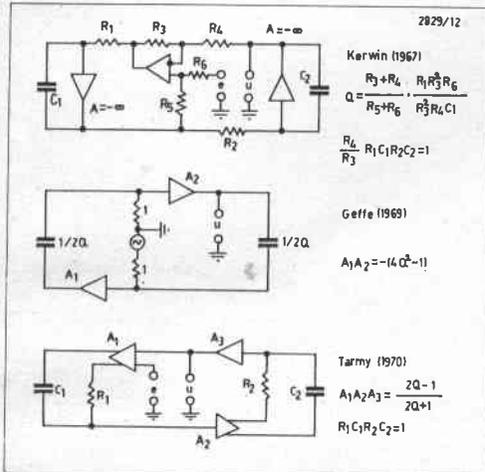
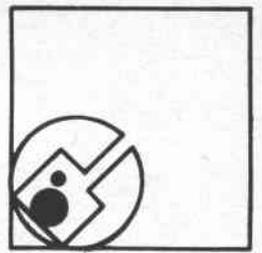
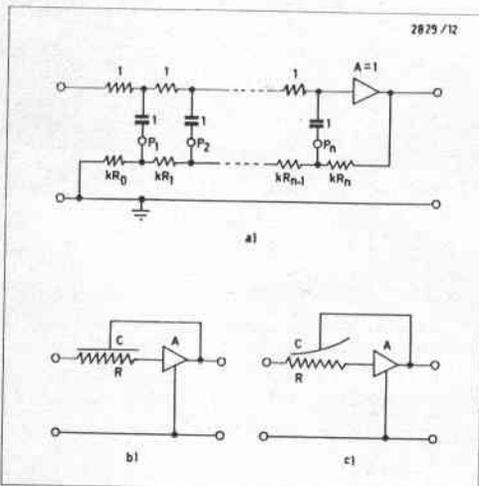


Fig. 4. Schemi di risonatori RC per alti valori di Q e bassi valori di sensibilità. Il circuito di Geffe, in particolare, presenta sensibilità zero: una piccola variazione percentuale sul valore dei componenti passivi non produce alcuna variazione sulla Q.

Fig. 5. Schemi di principio di filtri attivi a componenti RC numerosi o distribuiti.



3b è indicata la soluzione proposta da N. H. Yagoda nel 1962, utilizzando il circuito a doppio T con due ingressi trovato da C. F. White e da K. A. Morgan dieci anni prima, per poter aggiustare la frequenza dei poli di attenuazione nei filtri con andamento di Causer.

Allo scopo di assicurare la massima insensibilità alla variazione dei parametri, sono state proposte altre forme di filtri RC attivi. Tra queste devono essere segnalate le soluzioni trovate da W. J. Kerwin nel 1967, da P. R. Geffe nel 1969, da J. Tow nel 1969 e da R. Tarmy e M. S. Ghauri nel 1970, riassunte in fig. 4. Un esame comparativo della loro sensibilità alle variazioni è stato fatto nel 1971 da A. I. Rosenblum e Ghauri (IEEE Trans. CT-18 pag. 592-599).

Occorre aggiungere che, a differenza dei filtri LC passivi, la sintesi dei filtri RC attivi non garantisce il funzionamento ottimo; cioè non basta trovare i valori dei componenti che assicurano una certa risposta nominale del filtro, ma si deve scegliere quella proporzione di valori che rende anche minima la sensibilità. I metodi di sintesi ottimi in questo senso, studiati dai vari specialisti, consistono appunto nel trovare la suddivisione migliore delle funzioni da assegnare alle varie sezioni del filtro. Anche per i filtri attivi, inoltre, oggi viene comunemente accettata l'idea di Guillemain sulla convenienza di avere parecchie sezioni in cascata, ciascuna con un solo zero o un solo polo di attenuazione, sebbene non manchino soluzioni differenti. Nel 1963 P. L. Taylor e T. R. O'Meara hanno mostrato, ad esempio, che applicando una retroazione a parecchi nodi di una scala RC si può realizzare qualsiasi funzione con tutti zeri (cioè senza poli). Questa soluzione è indicata in fig. 5a, nella versione perfezionata nel 1971 da D. Hazony e U. J. Kerry utilizzando un solo seguitore d'emettitore. Tale circuito può essere considerato derivato da una scala RC con corrente di uscita zero e molte entrate (nei punti P₁, P₂, P₃, ecc.).

Nel frattempo si è sviluppata anche la sintesi dei filtri attivi a parametri RC distribuiti: nel 1967 da parte di Kerwin con linee RC uniformi (fig. 5b), nel 1969 da H. Mahdi con linee RC esponenziali, nel 1970 da B. D. Walsh e C. M. Close con linee dimensionate mediante un calcolatore in modo tale da realizzare qua-

lunque curva di risposta. Nel 1973 i canadesi M. N. Swang e J. Walsh hanno mostrato infine un metodo semplice per la sintesi di filtri attivi passa-basso con linee RC esponenziali (fig. 5c).

4. Filtri con invertitori d'impedenza

Chiamiamo invertitore d'impedenza un quadripolo generico la cui impedenza di entrata è *inversamente* proporzionale all'impedenza del carico applicato sul lato opposto, tale cioè da far vedere all'ingresso un circuito aperto quando l'uscita viene cortocircuitata. Il coefficiente di proporzionalità può essere positivo o negativo, dipendente o no dalla frequenza. Tale coefficiente si presenta comunemente come il prodotto di due resistenze, perché diviso per una impedenza (in ohm) deve dare come risultato un'altra impedenza (in ohm).

E' forse bene chiarire che questo invertitore non deve essere confuso con i cosiddetti invertitori di tensione, che sono dei semplici amplificatori la cui tensione di uscita è capovolta rispetto a quella di entrata. Così pure non deve essere confuso con le coppie di quadripoli *inversi*, che si hanno quando la funzione di trasmissione dell'uno è uguale all'inverso di quella dell'altro (come può accadere tra un filtro passa-basso e il relativo passa-alto). E' opportuno ricordare ancora che un quadripolo è *simmetrico* quando le sue due porte possono essere scambiate senza alcuna differenza di comportamento osservabile dall'esterno, mentre è *reciproco* quando lo scambio delle porte determina anche lo scambio delle operazioni svolte nelle due direzioni di funzionamento.

Strano a dirsi, la prima idea dell'invertitore d'impedenza è apparsa nel campo meccanico (E. M. McMillan, 1946). Due anni più tardi l'olandese B. D. H. Tellegen proponeva l'invertitore nel campo dei filtri elettrici con il nome di giratore, come elemento addizionale per estendere la sintesi delle reti passive a certi casi in cui non sono sufficienti le resistenze, le induttanze, le capacità e i trasformatori ideali. Tale giratore veniva definito come un quadripolo non reciproco, avente ammettenza di entrata e di uscita uguale a zero, nel quale la corrente d'entrata dipende cioè solo dalla tensione di uscita e la corrente d'uscita dipende solo

dalla tensione di entrata. Il giratore, comunque, rappresenta un caso particolare d'invertitore d'impedenza, che si ha quando l'invertitore si comporta come una rete passiva non dissipativa, con coefficiente d'inversione costante e positivo. Da tutto ciò è chiaro che sia il giratore che gli altri invertitori d'impedenza si prestano alla realizzazione dei filtri senza bobine: basta collegare un condensatore all'uscita di un invertitore per vedere un'induttanza alla sua entrata, il cui valore (in henry) è uguale al valore della capacità (in farad) moltiplicato per il coefficiente d'inversione (dato che l'impedenza capacitiva è già per suo conto inversamente proporzionale alla capacità).

Vi sono stati molti tentativi per simulare induttanze in questo modo. Nel 1955 B. P. Bogert e nel 1957 G. E. Sharp hanno sperimentato giratori a valvole, mentre nel 1963 Ghausi e F. D. McCarty davano una soluzione a transistori. Un'altra soluzione a transistori è quella realizzata da B. A. Shenoj nel 1965.

Nel 1966 è stata pubblicata la soluzione dell'inglese A. J. Prestcott (fig. 6a). Si tratta di un invertitore dissipativo, presentato come simulatore di induttanza; esso è stato analizzato (come sensibilità alle variazioni) dagli indiani S. C. Dutta Roy e V. Nagarajan nel 1970, trovandolo superiore ad un circuito simile, proposto dallo stesso Dutta Roy nel 1969. Vale la pena di notare che il circuito di Prestcott è esattamente uguale a uno dei circuiti di Sallen e Key più diffusi, mentre l'invertitore di Dutta Roy è uguale a un altro circuito di Sallen e Key (fig. 6b); la differenza consiste solo nella diversa disposizione degli schemi elettrici.

Nel frattempo era apparso il circuito di R. H. S. Riordan (1967), di fondamentale importanza nello sviluppo dei filtri RC successivi. Il funzionamento di questo circuito verrà esaminato nei prossimi paragrafi. Una analisi dettagliata della sua sensibilità alla variazione dei parametri è stata fatta da Orchard nel 1970. Nel 1969, con il lavoro di I. M. McGregor e di altri, i giratori entrano nella realizzazione pratica nel campo dei microcircuiti. Recentemente la Philips, che nel 1948 aveva proposto con Tellegen il primo giratore elettronico, ha messo in commercio il giratore N451 a circuito integrato.

Per quanto riguarda le applicazioni, oc-

corre distinguere la sostituzione delle singole induttanze dei filtri LC mediante invertitori e condensatori, dai metodi di sintesi generale basati sull'impiego sistematico dei giratori.

La sostituzione delle singole induttanze presenta vari vantaggi pratici, come quello di sfruttare i cataloghi esistenti per i filtri LC normalizzati, e secondo Orchard è preferibile a tutti gli altri metodi. Dato che però il giratore di Riordan ha un capo a massa, occorre che anche le induttanze del filtro LC abbiano un capo a massa. In caso diverso bisogna ricorrere ai giratori sospesi, di costituzione più complessa, oppure ad altri artifici.

Tra i metodi di sintesi per filtri RCG, cioè filtri composti da resistenze, capacità e giratori, possiamo ricordare quelli pubblicati nel 1957 da I. Horowitz, nel 1960 da D. A. Calahan e nel 1971 da D. P. Leach e S. P. Chan. In quest'ultimo metodo il filtro risulta composto da una cascata di più sezioni simili, ciascuna delle quali, nel caso generale, ha la forma indicata in fig. 6c. L'induttanza viene realizzata naturalmente con un condensatore e un giratore di Riordan. Il calcolo dei valori per i componenti di ciascuna sezione si presenta relativamente semplice, mediante relazioni dirette con i coefficienti della rispettiva funzione di trasmissione. La Q alla frequenza naturale della sezione viene regolata mediante la resistenza R, che non ha effetto sulla frequenza stessa. Lo svantaggio principale di questo metodo è dato dal carico che una sezione, a seconda del valore di R, può avere sulla sezione precedente.

Nella realizzazione dei filtri RC attivi con più giratori occorre fare attenzione al consumo. In una applicazione di Orchard (1970), ad esempio, è stato necessario sviluppare un apposito amplificatore operazionale a componenti discreti, per ridurre il consumo rispetto agli amplificatori integrati in commercio.

Secondo Orchard, occorre anche considerare il rumore introdotto dai vari giratori in un filtro. Molti dei circuiti pubblicati per realizzare giratori ottengono i necessari zeri nella matrice delle ammettenze (cioè la condizione d'ammettenza di entrata e di uscita nulla) cancellando tra di loro più conduttanze. Questa strada conduce a un giratore che, non solo è più sensibile alle tolleranze sui suoi componenti, ma è pure più rumo-

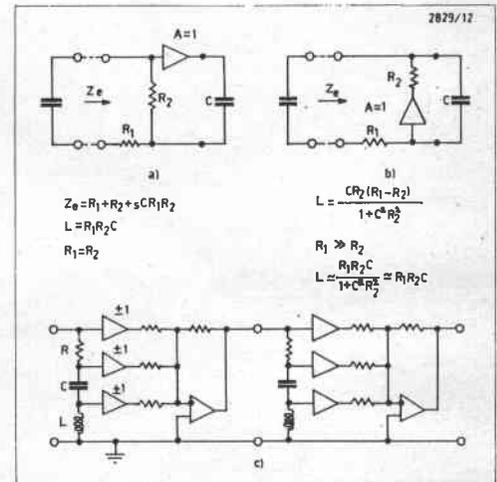
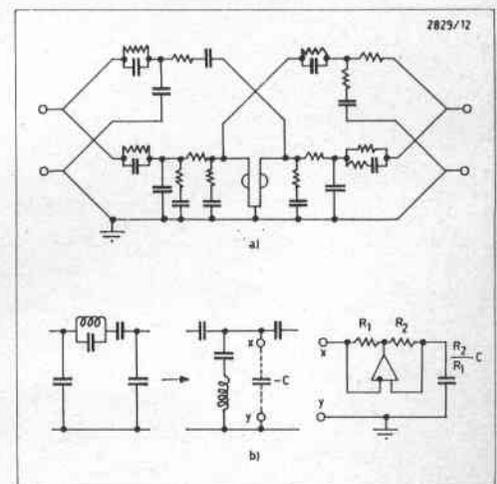


Fig. 6. Schemi di due simulatori d'induttanza e di un filtro a induttanza simulata.

Fig. 7. Esempi di impiego del convertitore d'impedenza a coefficiente negativo.



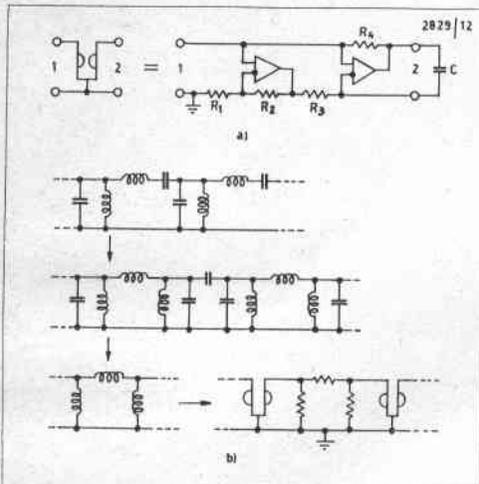
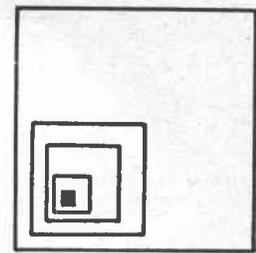


Fig. 8. Circuito di Riordan (a) e suo impiego per la simulazione delle induttanze sospese (b). Si noti la differenza tra il simbolo dell'invertitore d'impedenza, in alto a sinistra, e il simbolo del convertitore d'impedenza, in basso a destra.

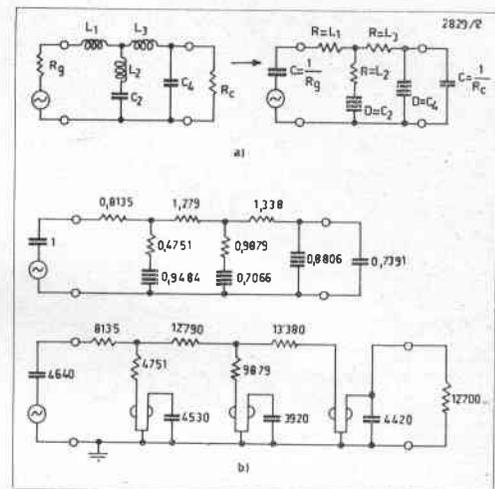


Fig. 9. Esempi d'impiego del metodo di Bruton per l'eliminazione delle induttanze.

roso; infatti il rumore termico associato a ciascun componente del gruppo da cancellare è naturalmente una grandezza casuale, che varia in modo diverso da quello degli altri componenti. Il segnale perciò si cancella tra le varie parti del circuito, mentre il rumore si somma.

In compenso, sempre secondo Orchard, l'impiego di parecchi giratori — come è richiesto per simulare le singole induttanze di un filtro LC — permette un livello massimo del segnale inspiegabilmente più alto di quello che ci si potrebbe aspettare; sicché l'estensione della dinamica utile resta alla fine paragonabile a quella ottenuta con le altre soluzioni.

5. Filtri con convertitori d'impedenza

Chiamiamo convertitore d'impedenza un quadripolo generico la cui impedenza di ingresso è *direttamente* proporzionale all'impedenza del carico applicato sul lato opposto, tale cioè che un cortocircuito eseguito su questo lato viene visto come cortocircuito all'entrata. Il coefficiente di proporzionalità può essere positivo o negativo, costante o proporzionale alla frequenza. Il caso di coefficiente costante e positivo è rappresentato dal comune trasformatore, che evidentemente non interessa i filtri senza bobine. Anche qui è bene precisare, comunque, che un coefficiente *negativo* non ha nulla a che fare con l'inversione della *tensione* ottenuta nei trasformatori a rapporto $-1:1$, ma significa che un comune resistore viene

visto come resistenza negativa, un comune condensatore come capacità negativa e così via.

Il convertitore d'impedenza più noto è quello a coefficiente costante e negativo, in America chiamato *NIC* (*negative impedance converter*). Esso è stato realizzato nel 1953 da J. G. Linvill, il quale ha dimostrato un anno più tardi che una rete RC contenente un tale convertitore può essere usata per ottenere qualunque risposta. Altri metodi di sintesi sono stati poi trovati indipendentemente da T. Yanagisawa nel 1957, da I.W. Sandberg nel 1958 e da B.R. Myers nel 1959. Nel 1961 J. M. Sipress ha pubblicato un metodo di sintesi che utilizza un convertitore e 2 o 4 circuiti RC sbilanciati a scala (fig. 7a). Soltanto in seguito ci si è reso conto che tutti questi circuiti, proprio per il fatto di basarsi su di un unico convertitore centrale, risultano eccessivamente sensibili alle variazioni dei singoli componenti e quindi in pratica inutilizzabili come filtri.

Convertitori di questo tipo sono stati invece usati con successo da Orchard nel 1970, su proposta di J. A. C. Bingham, per eliminare le bobine sospese dei filtri LC passa-basso, mediante capacità negative (fig. 7b).

Un secondo tipo di convertitore d'impedenza, utilizzabile ugualmente per eliminare le bobine dei filtri LC, è quello con coefficiente di conversione direttamente proporzionale alla frequenza (o più precisamente a $j\omega$). Un carico resistivo viene

perciò visto all'entrata del convertitore come una *induttanza*. Sebbene le modalità di applicazione ai filtri siano diverse, tale convertitore non differisce costituzionalmente dagli invertitori d'impedenza. Il convertitore più noto di questo secondo tipo è infatti quello ottenuto spostando la porta di uscita nel giratore di Riordan dal condensatore C (che viene incorporato all'interno del circuito) alla resistenza R_1 , che diventa perciò il nuovo carico (fig. 8a). Per evitare confusione, chiameremo convertitore di Riordan il circuito così modificato.

Un interessante esempio di applicazione è quello proposto da J. Gorski-Popiel nel 1967 e realizzato da Orchard nel 1970, per eliminare le bobine sospese nei filtri LC a scala (fig. 8b). Il circuito LC originale viene prima modificato in modo da avere tre induttanze contigue, dopo di che tutta la terna viene sostituita da una terna di resistenze inserite tra due convertitori di Riordan. In tal modo *tutte e tre* le resistenze vengono viste dal resto del filtro come se fossero altrettante induttanze, compresa quella *sospesa*, mentre i convertitori lavorano con un capo a massa.

Se un convertitore di questo tipo viene usato capovolto, una induttanza collegata alla porta 1 (che prima era la porta di entrata) sarà vista come resistenza attraverso la porta 2, mentre una resistenza alla porta 1 sarà vista dalla porta 2 come una capacità. Questi due casi non hanno alcun interesse pratico, perché il conver-

tore richiede già un condensatore interno per funzionare. Ma una capacità alla porta 1 sarà vista alla porta 2 come una resistenza *negativa* inversamente proporzionale al quadrato della frequenza. Questa proprietà è stata utilizzata nel 1969 dal canadese L. T. Bruton, in quella che (per ora) è forse la più mirabolante versione di filtro RC attivo.

Da un punto di vista matematico il metodo di Bruton si giustifica dicendo semplicemente che la funzione di trasmissione di un filtro non cambia se tutte le ammettenze degli elementi che lo compongono vengono moltiplicate per $j\omega$. Da un punto di vista elettrico la cosa è invece meno evidente; possiamo solo pensare che, nel caso elementare di un partitore di tensione, è indifferente avere un'induttanza in serie a una resistenza, oppure una resistenza in serie a una capacità, perché ciò che conta è solo il rapporto (e il tipo di sfasamento) tra le varie impedenze del circuito.

Il nuovo elemento circuitale così ottenuto è stato chiamato *FDNR* da Bruton (cioè *frequency-dependent negative resistor*); dato che la sua ammettenza vale $-\omega^2 D$, in cui D è un numero uguale alla capacità (in farad) che esso sostituisce, possiamo pensarlo (e disegnarlo) come una specie di doppio condensatore e chiamarlo semplicemente D .

Il metodo di Bruton per eliminare le bobine di un filtro LC a scala, dunque, consiste nel trasformare il circuito originale in modo tale che tutti i condensatori abbiano un capo a massa, lasciando che le induttanze assumano una posizione qualsiasi. Nei filtri passa-basso, che sono i meno trattabili con gli altri metodi di eliminazione delle induttanze, tutto ciò è abbastanza facile. I filtri di Butterworth e di Cebiscev hanno già la configurazione richiesta; nei filtri di Cauer occorre invece scegliere, tra le due forme equivalenti possibili, quella che solitamente viene scartata perché porta a un maggior numero di bobine (fig. 9a). Occorre tener presente infatti che il metodo di Bruton, a parte la necessità di avere i condensatori a massa, risulta tanto più vantaggioso quanto più è alto il numero delle bobine del circuito LC originale (perché vengono sostituite con altrettante resistenze) e quanto più è basso il numero dei condensatori (perché vengono sostituiti ciascuno da un convertitore di Riordan e

da un condensatore); in altre parole, le bobine spariscono e i condensatori raddoppiano (tenendo conto anche di quelli all'interno dei convertitori).

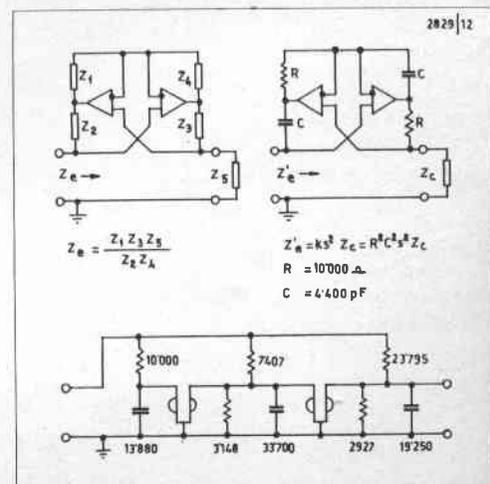
Lo svantaggio principale di questo metodo riguarda le impedenze di chiusura del filtro. Dato che tutte le reattanze del filtro LC originale sono state divise per $j\omega$, esso può funzionare correttamente solo se anche le resistenze originali di chiusura vengono sostituite da due capacità. Quando è richiesto che una o entrambe le terminazioni siano effettivamente del tipo resistivo, occorre adottare qualche accorgimento particolare. Una soluzione può essere quella di racchiudere il nuovo filtro tra due convertitori di Riordan, collegati in modo che le resistenze di terminazione vengano viste dal filtro come due capacità e l'impedenza capacitiva del nuovo filtro venga vista come resistiva da parte delle terminazioni esterne. Questa soluzione comporta però l'aggiunta di altri due convertitori e risulta quindi sconsigliabile nei filtri a pochi rami.

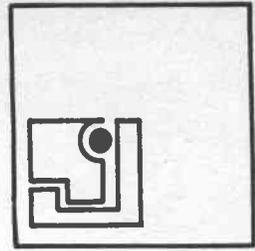
Una soluzione più economica, applicabile ai filtri con un numero pari di rami, è quella pubblicata nel 1971 da C. E. Schmidt (IEEE J.S.C-6, pag. 412-413). Essa si basa sulla conversione in parallelo dell'ultima capacità del filtro originale e della stessa resistenza di carico (considerata come parte del filtro), mediante un unico convertitore alla porta 2 del quale vengono collegati in parallelo un condensatore e il carico. I valori ottenuti da Schmidt per un filtro di Cauer a 6 rami, costituito da 5 resistori, 3 convertitori di Riordan e 4 condensatori (uno dei quali usato per dare impedenza capacitiva al generatore di entrata), sono riassunti in fig. 9b.

I filtri RD si prestano abbastanza bene a variare la propria frequenza di lavoro mediante un comando elettrico, come dimostrato dallo stesso Bruton nel 1972 (IEEE Trans. CT-19, pag. 299-301), perché basta agire sui soli elementi D , che sono in numero ridotto e hanno tutti un capo a massa.

Il terzo tipo di convertitori è caratterizzato da un coefficiente di conversione direttamente proporzionale al quadrato della frequenza. Un convertitore di questo tipo è stato proposto nel 1969 dall'inglese A. Antoniou, con il nome *CGIC* (*current generalized immittance converter*). Un anno più tardi veniva pubblicato

Fig. 10. Schema del convertitore di Antoniou e relativo esempio d'impiego.





dallo stesso Antoniou (IEEE Trans. CT-17, pag. 212-217) un metodo generale di sintesi basato sul suo impiego.

In fig. 10 sono riportati lo schema del convertitore di Antoniou e quello di un filtro tipico con esso realizzabile. Un aspetto non comune di questo metodo di sintesi sta nel fatto che i valori degli elementi sono dati direttamente dai coefficienti dei polinomi che formano la funzione di trasmissione richiesta all'intero filtro. Un'altra caratteristica notevole è pure il fatto che il medesimo circuito può essere usato in certi casi per funzionare come passa-basso in un verso o come passa-alto nel verso opposto. Secondo Antoniou, inoltre, i filtri ottenuti con questo metodo hanno una sensibilità alle variazioni dei parametri minore di quella dei filtri realizzati con amplificatori a guadagno positivo, oppure con convertitori a coefficiente negativo (NIC).

6. Meccanismo dell'azione filtrante

Anche in questa classe di filtri, come in quella dei filtri LC tradizionali, possiamo trascurare la lenta variazione d'impedenza dei rami reattivi, per concentrare l'attenzione sui fenomeni fisici utilizzati, nei vari casi, al miglioramento della selettività. Questi fenomeni restano ancora la risonanza, l'interferenza e la ricorrenza.

Nei filtri RC passivi, per cominciare, dobbiamo escludere subito la risonanza (perché in essi nessun componente è in grado di accumulare la propria energia in un altro) e la ricorrenza (perché il segnale attraversa una sola volta ciascuna parte di tali filtri). L'unico fenomeno fisico utilizzabile resta quindi l'interferenza, ottenuta mediante due differenti percorsi in parallelo, come avviene appunto in tutti i filtri a cancellazione (a ponte, a doppio T, a T ponticellato, a traliccio e a sezioni in parallelo). Tale cancellazione risulta in genere come effetto dello sfasamento (nel quale l'ampiezza dei segnali parziali dipende dalla frequenza), anziché del ritardo (nel quale l'ampiezza dei segnali è indipendente dalla frequenza). Nei filtri con parametri RC distribuiti lo sfasamento diviene più simile a un ritardo, dando luogo a una cancellazione migliore. Prima di passare ai filtri RC attivi, nei quali il fenomeno fisico utilizzato è prevalentemente la risonanza, dobbiamo fer-

marci un momento su due punti fondamentali: il circuito di Riordan e il significato fisico della risonanza tra due condensatori. Cominceremo cercando di capire il funzionamento del circuito di Riordan come convertitore d'impedenza, seguendo la strada più semplice, cioè quella di un'analisi matematica molto elementare. A questo scopo basta disegnare il circuito come in fig. 11, e calcolare l'impedenza di entrata della versione ridotta, come indicato nella stessa figura. Si arriva così a una espressione negativa, dato che tale versione non è altro che un comune NIC (identico a quello usato da Orchard per ottenere le capacità negative). Per trovare poi l'impedenza d'entrata del convertitore completo, basta applicare di nuovo la medesima formula della versione ridotta, considerando cioè l'impedenza di entrata di una parte del circuito come carico della parte rimanente. In tal modo si ottiene subito la formula finale del convertitore di Riordan. Essa ci dice che l'impedenza di entrata (porta 1) è direttamente proporzionale a 3 impedenze, una delle quali è il carico applicato alla porta di uscita del circuito usato come convertitore, e inversamente proporzionale ad altre 2 impedenze, una delle quali è il carico applicato alla porta di uscita del circuito quando viene usato come invertitore. Dal punto di vista matematico ognuna delle 5 impedenze può essere usata come carico di uscita; da un punto di vista pratico è chiaro che conviene scegliere, possibilmente, quella con un capo a massa.

Per capire invece cosa accade quando un invertitore d'impedenza viene inserito tra due condensatori, è conveniente ricorrere a un modello idraulico (fig. 12). Nel caso della comune risonanza LC tale modello esegue lo scambio dell'energia potenziale dell'acqua, contenuta in un certo recipiente (paragonabile a un condensatore), con l'energia cinetica di un volano (paragonabile a un induttore). Tale scambio — essenziale al fenomeno della risonanza, perché se in un certo momento l'energia fosse zero in tutti i suoi elementi il sistema evidentemente si fermerebbe — avviene in modo che la velocità di variazione dell'energia in ciascun elemento sia proporzionale al valore assoluto dell'energia presente nell'altro. Per ottenere questo risultato con due condensatori, rappresentati nel modello da

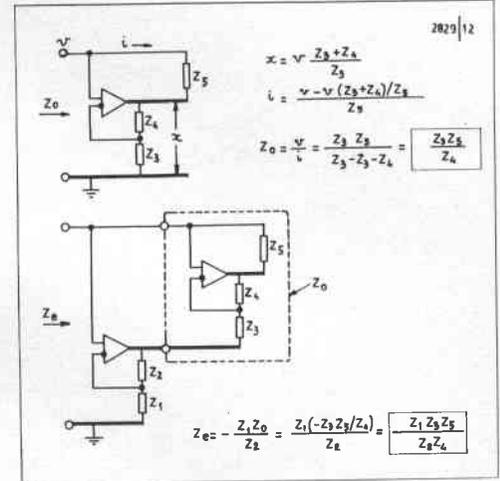


Fig. 11. Determinazione dell'impedenza d'entrata del convertitore di Riordan.

due recipienti, possiamo quindi immaginare di inserire due pompe (idealmente prive di inerzia) sul circuito dei due recipienti, azionate ciascuna in base al livello dell'acqua nel recipiente opposto. Il verso dei comandi, naturalmente, non potrà essere lo stesso nelle due pompe, perché altrimenti i recipienti sarebbero sempre entrambi pieni o entrambi vuoti (anziché avere la normale condizione di riposo a metà altezza).

Supponiamo ora di versare di colpo un secchio d'acqua nel recipiente A, mentre il sistema è a riposo. Essendo la pompa a ferma, il livello del recipiente A resterà per un certo tempo più alto del normale. La pompa b farà quindi salire rapidamente il livello nel recipiente B. Tale innalzamento farà muovere la pompa a nel verso opposto, cercando cioè di riportare l'acqua del recipiente A al livello normale. E' facile renderci conto che tutto il sistema si comporterà esattamente come nel modello con il volano, dando luogo cioè ad una vera e propria risonanza, con le stesse relazioni tra la frequenza e il valore dei componenti (capacità).

Passando ora ai filtri RC attivi, è chiaro che avremo la risonanza in tutti i casi in cui una parte del circuito è assimilabile a un invertitore d'impedenza inserito tra due condensatori. Questa equivalenza si applica pure ai filtri di Gorski-Popiel e di Bruton (tra i quali non esiste alcuna differenza dal punto di vista fisico), caratterizzati dal fatto di avere uno dei due condensatori all'interno del circuito attivo (che agisce come convertitore per le impedenze esterne e come invertitore per i due condensatori). Nel filtro di Antoniou, analogamente, la risonanza avviene tra condensatori interni ed esterni al convertitore, secondo un meccanismo molto simile a quello visto per l'invertitore di Riordan.

Il funzionamento dei filtri con convertitori d'impedenza a coefficiente negativo può essere considerato, molto in generale, equivalente a quello del filtro di Antoniou. Esso si basa su uno o più elementi attivi che, interposti in un circuito RC, fanno vedere opportunamente trasformate tutte le impedenze del circuito che si trovano nel lato opposto, dando così luogo alle varie risonanze.

I casi d'interpretazione meno evidente, dal punto di vista fisico, sono proprio quelli in apparenza più semplici, cioè i filtri

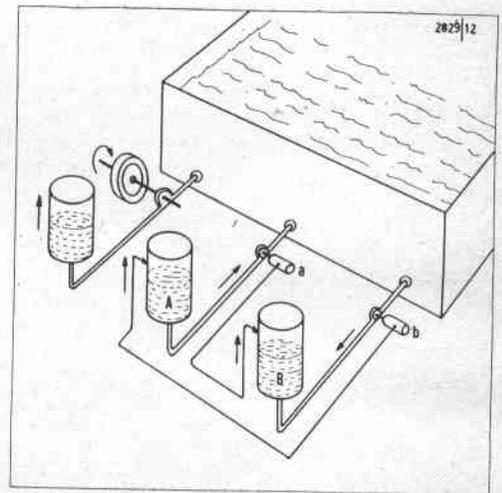


Fig. 12. Modello idraulico per il funzionamento degli invertitori d'impedenza.

RC con normali amplificatori. Alcuni di essi, come quello di Scott, sembrano utilizzare l'interferenza in una parte del circuito. Molti altri si prestano a una doppia interpretazione; disegnati come oscillatori (fig. 2) essi sembrano basarsi sulla ricorrenza del segnale, prodotta dall'amplificatore che riporta nuovamente il segnale all'ingresso della rete RC, mentre disegnati come invertitori dissipativi (fig. 6) essi risultano formati da un condensatore in parallelo a un simulatore d'induttanza, cioè da veri e propri circuiti risonanti. Ciò accade perché nei circuiti RC i due elementi reattivi (condensatori) non possono essere collegati direttamente in parallelo, come nei circuiti LC. Se cerchiamo di distinguere meglio i due fenomeni fisici uno dall'altro, infatti, ci accorgiamo che la differenza è piuttosto esigua: la risonanza richiede uno scambio periodico di energia tra due elementi reattivi, mentre la ricorrenza comporta il periodico ritorno del segnale (e della sua energia) in uno di più punti di un percorso chiuso. Tale differenza sembra quindi grande quando si confronta un risonatore LC con un circuito ricorrente a linee di ritardo, ma sparisce quasi del tutto quando in un filtro RC attivo l'energia attraversa buona parte del circuito per passare da un elemento risonante all'altro, oppure si distribuisce su 3 o 4 condensatori durante la ricorrenza del segnale da filtrare.

(continua)

Quattro classi di filtri elettrici

III - Filtri a ritardo

L. De Luca

1. Introduzione

Mentre in tutti i filtri delle prime due classi, a bobine e RC, abbiamo trovato più o meno i soliti componenti reattivi, usati da soli oppure assieme ad elementi attivi di vario genere, con questa terza classe lasciamo ogni legame con le reattanze ed entriamo nel regno dei calcolatori elettronici. Ciò basta già per capire che si tratta di una classe il cui sviluppo è molto recente; tanto recente, anzi, da poterla considerare senz'altro come la classe più moderna di filtri elettrici.

I filtri a ritardo sono comparsi, quasi contemporaneamente, sotto forme diverse e in campi molto distanti della tecnica. Per non perdere di vista la loro sostanziale omogeneità di funzionamento, quindi, nei paragrafi seguenti cercheremo di rispettare un ordine che sia più legato all'evoluzione logica delle differenti soluzioni che non alle loro apparenze superficiali o alla successione di tempo nella quale sono state trovate.

E' bene fare attenzione a non confondere i filtri a ritardo di questa classe, caratterizzati dal fatto di funzionare per mezzo del ritardo anziché per mezzo delle reattanze, con i filtri di ritardo (presenti in tutte le classi), il cui scopo è quello di ritardare nel modo più possibilmente costante il segnale applicato. Così pure è opportuno non confondere i filtri a ritardo che impiegano elementi attivi (analogici o digitali) con i veri e propri filtri attivi (tipici della classe RC, sebbene non manchi qualche loro rappresentante anche tra i filtri misti).

Riguardo all'uso degli altri termini e dei simboli, tranne i casi che verranno specificati di volta in volta, seguiremo le recenti raccomandazioni dell'apposito comitato, presieduto da L.R. Rabiner, istituito per normalizzare la terminologia dei filtri digitali utilizzabili in acustica (IEEE Trans. AU-20, pag. 322-337).

Alcuni di questi termini, pur essendo molto comuni, vengono usati spesso in modo improprio. Perciò non sarà male ricordare, ad esempio, che un segnale è *continuo* nel tempo quando procede senza interruzioni ed è invece *campionato* quando si utilizza per mezzo di campioni prelevati a intervalli di tempo; che un segnale può essere inoltre *continuo* nell'ampiezza, se può assumere tutti i valori tra due estremi, oppure *quantizzato*, se può assumere un limitato numero di va-

lori fissi; che un segnale si dice *digitale* quando è campionato e quantizzato, cioè quando viene espresso da una serie di numeri.

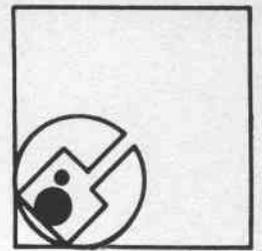
Precisiamo infine che il termine *analogico*, la cui applicazione a rigore dovrebbe essere limitata ai segnali e ai dispositivi continui nel tempo e nell'ampiezza, verrà usato qui per semplicità in un senso più generale, cioè per indicare anche segnali e dispositivi continui nella sola ampiezza.

2. Filtri analogici a convoluzione diretta

Supponiamo di avere un filtro tradizionale, indicato in fig. 1a come una scatola chiusa, che riceve in entrata un segnale elettrico $f(t)$ e restituisce in uscita un segnale elettrico $h(t)$, entrambi continui nel tempo t . Al segnale $f(t)$ corrisponde uno spettro $F(\omega)$ e al segnale $h(t)$ corrisponde uno spettro $H(\omega)$; il rapporto fra spettro d'uscita e spettro di entrata costituisce la funzione di trasferimento $G(\omega)$ del filtro. Se all'entrata di questo filtro applichiamo un impulso molto stretto, avremo in uscita una forma d'onda $g(t)$ il cui spettro è uguale a $G(\omega)$.

Immaginiamo ora di voler realizzare un secondo filtro con la stessa risposta del primo, ma utilizzando solo elementi di ritardo. Basterà disporre un certo numero di tali elementi come in fig. 1b, facendo in modo che la durata totale del ritardo sia sufficiente a contenere la parte più significativa del segnale $g(t)$ e il numero delle prese intermedie sia abbastanza grande per rappresentare adeguatamente la forma di questo segnale. I valori delle resistenze di pesatura R saranno scelti in modo da fornire i corrispondenti valori della forma d'onda $g(t)$.

Non è difficile riconoscere che il secondo filtro può eseguire lo stesso lavoro del primo. Un impulso molto stretto applicato alla sua entrata, infatti, viaggerà lungo la linea di ritardo dando luogo, in corrispondenza di ogni presa, al medesimo valore istantaneo del segnale di uscita che avrebbe fornito il primo filtro. Dato che tale impulso stretto rappresenta il caso di uno spettro d'entrata con la massima larghezza di banda, la risposta del secondo filtro sarà quella voluta anche per qualsiasi altro segnale applicato al suo ingresso.



Riguardo al nome da dare al nuovo tipo di filtro esiste tuttora una certa confusione. Esso è stato chiamato filtro « trasversale » da H.E. Kallmann nel 1940, perché le sue uscite parziali sono prelevate da altrettante *traverse* di una via principale. Questo termine risulta troppo legato alle apparenze: basta infatti realizzare il filtro come indicato in fig. 1c, affinché esso non sia più trasversale, pur restando immutato nella sostanza. Nella normalizzazione di Rabiner (1972) viene definito come trasversale qualunque filtro « nel quale il segnale di uscita è generato sommando una serie di versioni ritardate del segnale d'entrata, pesate da un gruppo di pesi », mentre per il caso in cui i ritardi sono ottenuti mediante una linea come in fig. 1a, si consiglia il termine di « filtro a linea di ritardo con prese ». Il nome generale di « filtro a ritardo », proposto dallo scrivente al Congresso elettronico di Roma nel 1960, risulta oggi insufficiente a distinguere questo tipo di filtro dagli altri che son venuti poi a popolare la medesima classe. Un termine più adatto sembra quello di « convolutore », usato nel 1967 dal francese J. Oswald per indicare che il segnale d'uscita $h(t)$ viene ottenuto dalla convoluzione dei segnali $f(t)$ e $g(t)$. Dato che tale convoluzione avviene ugualmente, almeno dal punto di vista matematico, anche negli altri tipi di filtri, è meglio precisare che si tratta di un filtro a convoluzione *diretta*.

Passiamo ora a vedere le differenze rispetto ai filtri delle due classi precedenti.

La prima è ovviamente la mancanza degli elementi reattivi, permessa dal fatto di poter utilizzare *qualsiasi* sistema di ritardo, come un nastro magnetico con molte testine di lettura, la persistenza di un oscilloscopio a scansione circolare, il ritardo stesso del mezzo di propagazione e il trasferimento analogico del segnale lungo una catena di memorie a condensatori (il cui valore di capacità non ha influenza diretta sulla risposta). Il campo di impiego di tale filtro, conseguentemente, può scendere a frequenze di gran lunga più basse di quelle utilizzabili nei filtri RC.

Una seconda differenza che distingue tutti i filtri a ritardo da quelli delle altre classi, dovuta alla mancanza degli elementi reattivi, è l'indipendenza tra la frequenza di lavoro e la curva di risposta. La frequenza dipende infatti dal valore dei ritardi elementari, spesso stabilito da un oscillatore esterno, mentre la risposta dipende soltanto dai valori di pesatura.

Le caratteristiche del filtro a convoluzione diretta, in particolare, riguardano principalmente le risposte ottenibili. Innanzitutto è chiaro che una stessa linea di ritardo può essere usata per dare differenti risposte in tempi diversi, cambiando la serie delle resistenze di pesatura, oppure per dare contemporaneamente più segnali d'uscita differenti, oppure ancora — capovolgendo il verso di funzionamento — per dare in uscita la somma di più segnali d'entrata filtrati diversamente (fig. 1d). Dato che la funzione di pesatura $g(t)$ è la trasformata di Fourier della ri-

sposta $G(\omega)$ voluta, è anche evidente che questo filtro può realizzare *qualsiasi* curva di risposta in frequenza. Allo stesso modo è possibile, *contrariamente a tutti gli altri tipi di filtri*, variare a piacere l'ampiezza e la fase della funzione $G(\omega)$. Gli aspetti matematici di quest'ultimo punto sono stati esposti dallo scrivente alla Riunione dell'AEI di Ancona nel 1960, mentre il primo impiego negli equalizzatori automatici è stato descritto da R.W. Lucky nel 1965. Un'altra possibilità di questo filtro, cioè quella di dare due o più segnali di uscita aventi tra di loro una relazione di fase rigorosamente costante, è stata utilizzata recentemente in America dal cinese Y. Fang (IEEE Trans. COM-20, pag. 147-157), per evitare i filtri passa-basso e passa-banda in un sistema SSB con modulazione in quadratura (fig. 2). E' stata usata una catena di ritardo a scorrimento di soli 22 passi, per ottenere contemporaneamente le due risposte impulsive richieste, entrambe garantite nella fase; la pesatura è stata fatta con 69 resistenze, delle quali 21 all'1%, 24 all'1% e 24 al 5%.

Il principale svantaggio di questo tipo di filtro è la difficoltà pratica di realizzare un numero sufficiente di prese per riprodurre le risposte dei filtri tradizionali con risonatori ad alta Q. Tenendo presente infatti che una Q di 100 dà luogo a oscillazioni naturali la cui ampiezza si dimezza dopo 22 periodi, è chiaro che occorre un altissimo numero di prese e di resistenze di pesatura. Il circuito in fig. 1b può essere quindi usato solo nelle ap-

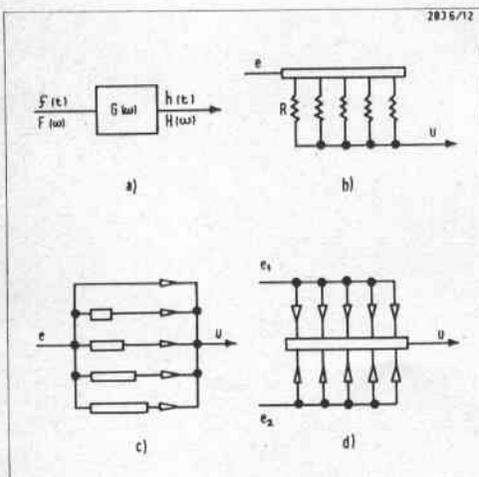


Fig. 1 - Forme equivalenti di filtri a convoluzione diretta.

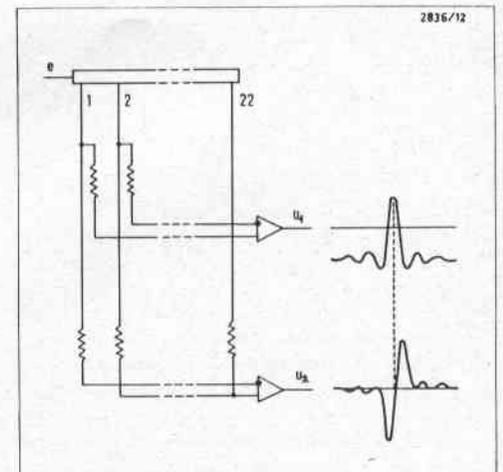


Fig. 2 - Impiego di un filtro a convoluzione diretta per ottenere due risposte aventi tra di loro una relazione di fase rigorosamente costante.

plicazioni con valori modesti di Q . Una soluzione indicata nel 1967 da Oswald per aumentare la Q , analoga a quella di Scott per i filtri RC, scambia i poli di attenuazione con gli zeri mediante la controreazione di un amplificatore (fig. 3a). Una soluzione migliore è quella di introdurre la ricorrenza nella medesima linea di ritardo (fig. 3b). I filtri di quest'ultimo tipo oggi vengono comunemente chiamati *ricorrenti*, in contrapposizione a quelli in cui il segnale di uscita dipende dai valori precedenti del solo segnale di entrata, che vengono chiamati filtri *non ricorrenti*.

Gli uni e gli altri si prestano alla realizzazione con parametri RC distribuiti. In tal caso la pesatura è di tipo *continuo* (o quasi) e viene realizzata nel medesimo circuito integrato che comprende la linea di ritardo e l'eventuale amplificatore di ricorrenza.

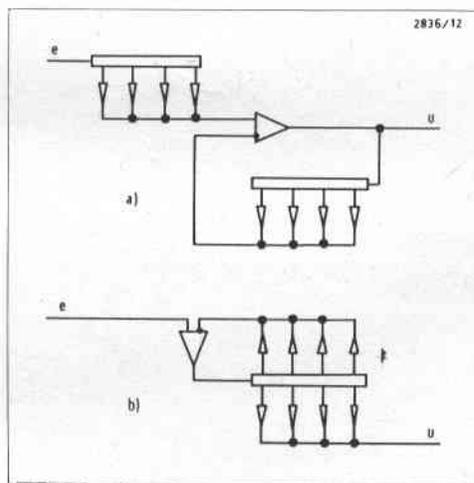


Fig. 3 - Due soluzioni possibili per aumentare la Q nei filtri a convoluzione diretta.

3. Filtri analogici a coefficienti polinomiali

I filtri a ritardo, specialmente quelli ricorrenti, si prestano anche a realizzare una risposta in frequenza nel modo tradizionale. Per farci un'idea chiara di questo secondo gruppo di filtri è opportuno seguire una parte del ragionamento esposto dal francese Y. Rainsard nel 1969 (C. & T. 23, pag. 356-365), passando subito alla configurazione in fig. 4. Si tratta di un circuito in tutto simile a quello in fig. 3b, tranne il fatto che la linea di ritardo risulta sostituita da una cascata di cellule elementari, aventi ciascuna la medesima funzione di trasferimento $W(\omega)$.

Lasciando le stesse lettere del paragrafo precedente per indicare le varie grandezze elettriche del filtro completo (ma lasciando sottintesa la ω), possiamo calcolare la funzione di trasferimento totale nel modo indicato nella stessa fig. 4. Basta tener presente che lo spettro del segnale $y(t)$, che passa nel punto y del circuito, è dato dalla somma dello spettro del segnale $f(t)$ entrante nel filtro e dagli spettri di tutti i segnali ricorrenti. Ciascuno di questi spettri ricorrenti, a sua volta, risulta dal prodotto del corrispondente fattore di pesatura b con la funzione W , presa tante volte quante cellule sono state attraversate da ciascun segnale ricorrente. Ad esempio, il segnale che torna indietro dal moltiplicatore b_2

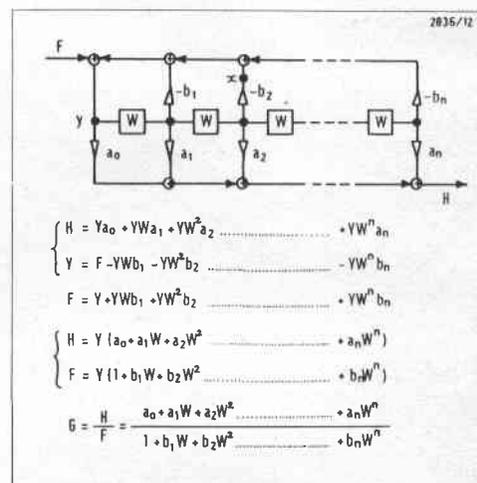


Fig. 4 - Schema di un filtro a coefficienti polinomiali e calcolo della relativa funzione di trasferimento.

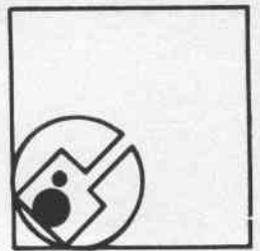
ha attraversato due cellule e quindi il suo spettro nel punto x sarà uguale allo spettro di partenza Y moltiplicato due volte per W e moltiplicato ancora per $-b_2$. In modo simile lo spettro d'uscita H risulterà dalla somma di tutti gli spettri parziali uscenti dai moltiplicatori a .

Scrivendo queste due espressioni, eseguendo poi qualche semplice spostamento di termini e dividendo infine la seconda per la prima, otteniamo la funzione G richiesta. Essa ha il solito aspetto delle frazioni di due polinomi che caratterizzano i filtri delle altre classi, tranne il fatto di avere le potenze di W anziché le potenze della variabile s . Il numero delle cellule elementari necessarie per realizzare il filtro completo è perciò uguale al grado più alto di W .

A questo punto basta ricordarsi che W a sua volta è una funzione di s , dato che rappresenta la risposta della cellula elementare utilizzata. In pratica non ha molta importanza quale sia questa risposta, purché sia *identica* in tutte le cellule. Per capire in che modo si possano calcolare i vari moltiplicatori a e b del filtro in fig. 4 conoscendo i coefficienti A e B dei polinomi che formano la funzione di trasferimento (nella variabile s) da realizzare, conviene cominciare con i casi più semplici indicati in fig. 5. Con i derivatori puri, la cui tensione d'uscita cre-

sce linearmente con la frequenza e la funzione W si riduce quindi a s , il passaggio è diretto: i fattori a e b sono uguali ai rispettivi coefficienti A e B . Negli integratori puri la tensione di uscita varia inversamente alla frequenza; occorre quindi sostituire nella G di partenza la s con $1/W$, moltiplicare numeratore e denominatore per una potenza di W adatta e infine ordinare secondo le potenze di W . Con le cellule RC e gli sfasatori puri (cellule passa-tutto), analogamente, basta eseguire le sostituzioni indicate in fig. 5. Nessuna di queste soluzioni ha trovato finora un impiego pratico. La soluzione a sfasatori, brevettata in America da Y.W. Lee e N. Wiener nel 1935, è stata giudicata da Cauet nel suo libro del 1941 « non raccomandabile nel campo dei filtri elettrici », perché le soluzioni tradizionali possono risolvere gli stessi problemi con un numero minore di componenti.

Passando ora alle cellule di ritardo, vediamo che purtroppo la sostituzione diretta non è possibile (perché s non è una funzione razionale di W); sarà quindi necessario ricorrere a qualche trasformazione di frequenza. Uno dei metodi esposti nel 1967 da C.M. Rader e B. Gold (PIEEE-55, pag. 149-171) consiste nel passare alla frequenza ausiliaria u , secondo i passi illustrati in fig. 6.



Anche i filtri di questo secondo gruppo, come quelli RC attivi, vengono solitamente divisi in più sezioni di secondo grado, in modo da semplificare la regolazione degli zeri e dei poli di attenuazione. Nelle sezioni non ricorrenti mancano naturalmente i fattori b , mentre resta uguale il metodo di sintesi. Nelle sezioni ricorrenti, invece, occorre tener conto della stabilità, scegliendo opportune condizioni da imporre ai fattori b . I principali tipi di queste sezioni sono stati realizzati nel 1957 da H. Urkowitz, utilizzando linee di ritardo. L'impiego dei coefficienti polinomiali nella sintesi dei filtri a ritardo, da un punto di vista teorico, era stato già proposto dall'inglese R.H. Barker nel 1950.

4. Filtri digitali

Il ritardo elementare T , anche se realizzato con lo spostamento di cariche elettriche da un condensatore all'altro, presenta l'inconveniente di non garantire la costanza del segnale nel tempo. La precisione richiesta nei coefficienti a e b dei filtri polinomiali, inoltre, può essere difficilmente mantenuta con le soluzioni analogiche. Il modo migliore per risolvere questi due problemi è quello di ricorrere alla quantizzazione del segnale. Il filtro che ne deriva è in tutto simile a quello in fig. 4, salvo naturalmente il fatto di eseguire tutte le operazioni interne (ritardi, moltiplicazioni e addizioni) con la tecnica digitale e di essere preceduto e seguito rispettivamente da un convertitore analogico-digitale e da un convertitore digitale-analogico.

La soluzione digitale si è sviluppata quasi contemporaneamente nel campo elettroacustico (R.M. Golden, 1963), nei servomeccanismi (J.F. Kaiser, 1963) e nelle misure sismiche (E.J. Kelly e M.J. Levin, 1964). Sebbene il funzionamento e la sintesi dei filtri restino sostanzialmente uguali alla loro corrispondente versione analogica, con questa soluzione si hanno naturalmente dei vantaggi e degli svantaggi. Tra gli svantaggi abbiamo innanzitutto la riduzione della dinamica, legata al meccanismo della quantizzazione. Quest'ultima non può essere del tipo a compressione logaritmica (come nei sistemi telefonici PCM) perché il segnale deve essere filtrato linearmente. Quindi anche una quantizzazione a 12 bit, come viene fatta comunemente, comporta un sensi-

bile *rumore di quantizzazione* che limita l'estremo inferiore della dinamica e una *saturazione* che limita l'estremo superiore. Limitazioni dello stesso genere, ma molto più gravi, si presentano nelle varie operazioni aritmetiche intermedie. Nei calcoli interni occorre perciò ricorrere spesso all'impiego della *virgola mobile*, assegnando cioè un certo gruppo di bit per la *mantissa* e un altro gruppo di bit per l'*esponente* di ciascun numero da elaborare. Per la stessa ragione è necessario scegliere con cura l'*abbinamento* dei poli e degli zeri da mettere nelle singole sezioni, nonché l'*ordinamento* delle sezioni stesse lungo il filtro. Mentre la stabilità delle sezioni ricorrenti in un certo senso è più facile da garantire nei filtri digitali (a causa delle operazioni *numeriche*, più sicure nel tempo di quelle analogiche), in essi nasce un nuovo tipo di instabilità, chiamato *ciclo limite*. In sostanza si tratta di piccole oscillazioni che si manifestano anche in assenza del segnale entrante, come effetto dell'amplificazione degli errori dovuti al troncamento dei risultati delle moltiplicazioni.

Tutti questi inconvenienti, in generale, hanno maggior peso ai livelli molto bassi del segnale da filtrare e quindi diventano particolarmente importanti quando il segnale d'uscita deve essere poi analizzato dall'orecchio (segnali fonici).

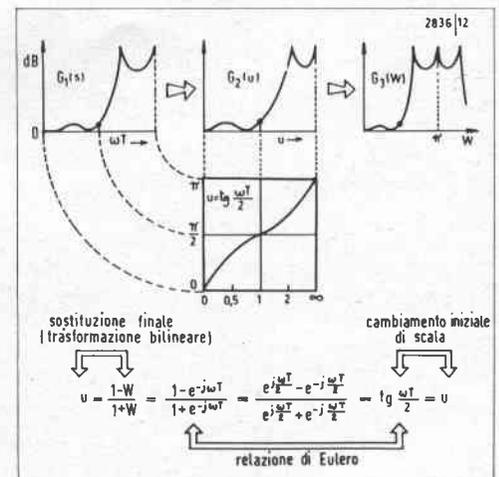
Nelle altre applicazioni, tali svantaggi sono largamente superati dai vantaggi offerti dai filtri digitali. Essi sono in gran parte legati alle proprietà tipiche dei calcolatori elettronici. Ad esempio, un vantaggio notevole *nelle applicazioni di laboratorio* è quello di non costruire un vero e proprio filtro, ma semplicemente un programma per un calcolatore già esistente che, con questo programma, funziona come filtro.

Nei filtri digitali veri e propri, costituiti in genere da più sezioni ricorrenti a coefficienti polinomiali, i vantaggi sono legati alla possibilità di eseguire le varie operazioni aritmetiche di ciascuna sezione in un tempo brevissimo (molto inferiore all'intervallo di campionatura). Questo fatto permette innanzitutto di usare il medesimo gruppo di moltiplicatori e di addizionatori per eseguire consecutivamente in una stessa sezione le operazioni relative a tutte le sezioni del filtro. Dato che i coefficienti a e b delle varie sezioni in generale non saranno uguali, occorre

operazione elementare	circuito utilizzabile per la cellula elementare	$W(s)$	nella $G(s)$ invece di scrivere:
derivazione		s	W
integrazione		$\frac{1}{s}$	$\frac{1}{W}$
sfasamento con attenuazione		$\frac{1}{1+s}$	$\frac{1-W}{W}$
sfasamento senza attenuazione		$\frac{1-s}{1+s}$	$\frac{1-W}{1+W}$
ritardo		e^{-sT}	$\left(\frac{1}{T} \ln \frac{1}{W}\right)$

Fig. 5 - Esempi di circuiti utilizzabili nelle cellule elementari della figura precedente.

Fig. 6 - Quadro sinottico per il progetto di un filtro a coefficienti polinomiali secondo il metodo della trasformazione bilineare. Dalla curva della $G(s)$ voluta, limitata a una frequenza massima pari alla metà della frequenza $1/T$, si passa prima alla curva $G(u)$ calcolando i principali valori di u con i corrispondenti valori di ω ; nella $G(u)$ si esegue poi la sostituzione indicata in basso a sinistra, giustificata dalla relazione di Eulero e dal precedente cambiamento di scala.



naturalmente cambiare tali coefficienti (memorizzati ad esempio in circuiti integrati ROM) sui vari moltiplicatori con la sequenza adatta. Gli elementi di ritardo debbono essere invece realizzati in modo che ciascuno di essi contenga contemporaneamente i campioni di tutte le n sezioni, cioè debbono essere costituiti ciascuno di n passi di ritardo comandati da un orologio a frequenza n volte più alta di quella di campionatura.

Estendendo questo procedimento è facile capire che risulta possibile usare ancora le stesse unità aritmetiche per eseguire addirittura le operazioni relative a filtri diversi, che lavorano tutti in parallelo (con la stessa frequenza di campionatura). Tale impiego, detto moltiplicazione, risulta specialmente utile quando i differenti filtri accettano il medesimo segnale di entrata, in modo da usare un solo convertitore analogico-digitale.

Una interessante possibilità della commutazione nei filtri digitali, proposta nel 1969 da A.B. Glaser, è legata alle prestazioni ottenibili con la commutazione di n filtri in parallelo. Questo tipo di impiego, trovato nei filtri tradizionali da L. E. Franks e I.W. Sandberg nel 1960, viene detto a più vie (in America n -path), per quanto sarebbe forse più espressivo chiamarlo metodo stroboscopico. Si tratta di utilizzare tre o più filtri passa-basso uguali, inserendoli uno per volta nella via del segnale da filtrare, con una velocità di scansione uguale alla frequenza centrale della banda passante voluta (fig. 7a). Si ottiene così un filtro passa-banda, che in certi casi può essere realizzato in modo relativamente semplice (fig. 7b), la cui frequenza centrale è garantita da un oscillatore esterno. Il principale vantaggio di questo filtro commutato è la possibilità di variare a piacere la frequenza centrale (regolando l'oscillatore), tenendo ferma la larghezza e l'andamento della banda passante. I principali svantaggi sono la necessità di una perfetta uguaglianza tra gli n filtri elementari e la comparsa di risposte spurie a frequenze multiple della frequenza di centro banda. La soluzione digitale sembra particolarmente adatta a realizzare questo tipo di filtro: il secondo inconveniente viene infatti già accettato nei filtri digitali in genere, mentre l'unico modo per garantire la perfetta uguaglianza tra gli n filtri elementari è proprio la loro realizzazione nella tecnica digitale.

5. Filtri con variazione non uniforme del ritardo

Abbiamo supposto fin qui che gli elementi di ritardo impiegati nel filtro siano tutti uguali tra di loro, equivalenti cioè a una linea di ritardo con prese equidistanti e nella quale il ritardo stesso aumenta in modo lineare con la distanza dall'origine. Ci proponiamo ora di dare uno sguardo ai filtri nei quali il ritardo varia invece in modo diverso, il che ci permetterà di farci un quadro più completo sui molteplici campi di applicazione dei filtri a ritardo, compreso quel particolarissimo tipo di applicazione che si trova nel sistema uditivo dei Mammiferi. Una rassegna dei filtri convolutori usati per il riconoscimento di determinati segnali (filtri adattati), con speciale riguardo ai sistemi sonar, è stata fatta nel 1968 dal francese H. Mermoz (Ann. Télécom. 23, pag. 2-10), secondo il quale « la linea di ritardo a prese è l'immagine idealizzata più generale che si possa dare di questo genere di convolutori ». Nel caso della linea dispersiva, nella quale il ritardo varia con la frequenza del segnale ricevuto, si ha un filtro adattato per un segnale modulato linearmente in frequenza. Tale segnale viene infatti compresso nel tempo, mentre attraversa il filtro, in modo da ottenere come uscita un impulso molto stretto (e meglio riconoscibile rispetto al disturbo). Questo genere di modulazione del segnale, utilissimo nei sonar e nei radar, in America viene chiamato chirp (come il verso dei passerini); solo recentemente è stato accertato che i medesimi tipi di segnale e di filtro adattato sono usati nelle specie più comuni di pipistrelli, allo scopo di minimizzare l'effetto Doppler (JASA 48, pag. 1014-1020 e 51-1, pag. 133).

Passando ora alle linee nelle quali il ritardo rimane uguale alle varie frequenze, ma aumenta non linearmente con la distanza dall'origine, conviene chiederci innanzitutto come dovrebbe essere costituito un filtro a convoluzione diretta per estendere al massimo il campo delle frequenze utilizzabili. Si tratta in sostanza di un problema di scala: a parità del valore di fondo scala, occorre cioè trovare la migliore distribuzione dei valori intermedi, in modo che l'errore sia ripartito uniformemente lungo tutta la scala stessa. La soluzione è quella di una scala loga-

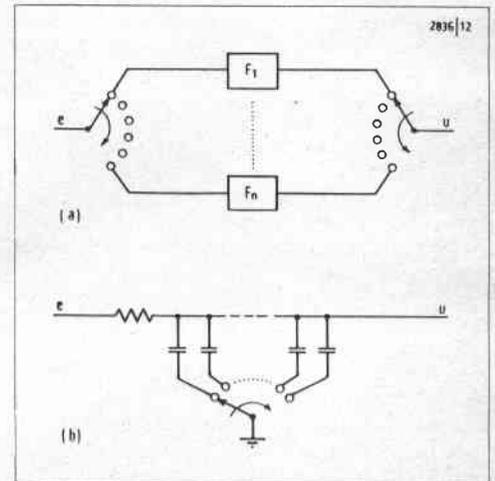
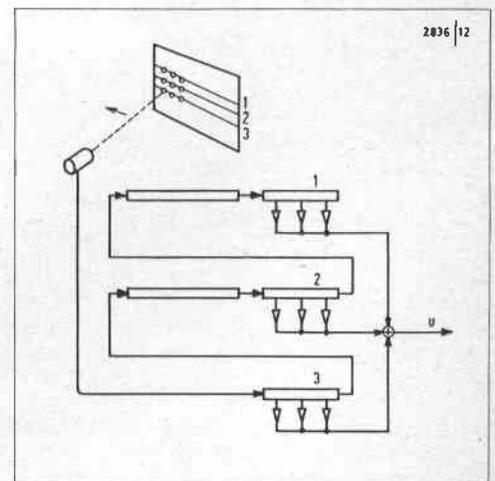
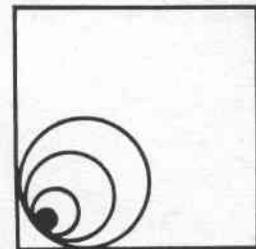


Fig. 7 - Schemi di principio dei filtri passa-banda a più vie.

Fig. 8 - Rappresentazione schematica di un filtro a due dimensioni per segnali televisivi. Le 3 linee di ritardo di destra sono disposte in modo da riprodurre, sulle loro 9 prese, la medesima disposizione spaziale dei 9 punti della telecamera ai quali si riferisce il segnale passante nel momento considerato. Le altre 2 linee servono a completare il ritardo di riga.





ritmica, ovvero di una linea nella quale il ritardo *aumenti* in modo esponenziale con la distanza. Volendo costruire un filtro del genere, infatti, è chiaro che converrà far entrare il segnale nell'estremo più *veloce* della linea, per evitare che le componenti di frequenza alta presenti nel segnale vengano degradate passando nel tratto *lento* della linea stessa. Come già messo in evidenza dallo scrivente nel 1958, questa soluzione a ritardo esponenziale è *esattamente* quella utilizzata nell'orecchio interno dei Mammiferi. Nella coclea dell'orecchio umano, ad esempio, il ritardo totale di 25 ms viene suddiviso lungo i 35 mm della linea di ritardo, con un rapporto tra le due velocità estreme di circa 100.

Anche nei filtri digitali può essere utile, talvolta, ricorrere ad una variazione non uniforme del ritardo. Uno di questi casi si trova nell'elaborazione dei segnali di risposta nei radar a bersaglio mobile. La soluzione consiste nell'introdurre un certo *disordine* sull'intervallo di campionatura, in modo che tutte le parti che costituiscono il filtro digitale funzionino come nei casi normali, ma avanzando in modo irregolare. L'esame teorico di questo comportamento, basato sulla sovrapposizione degli effetti di più frequenze diverse di campionatura, è stato fatto dagli inglesi H.W. Thomas e N.P. Lutte nel 1972 (PIEE-119, pag. 1559-1567).

E' appena il caso di notare che un meccanismo molto simile si trova ancora nel sistema uditivo, questa volta nella parte neurale del sistema; il suo scopo, analogamente ai radar, è quello di evitare il riconoscimento sistematico di certi segnali a danno del riconoscimento di altri segnali più deboli. Questo risultato viene ottenuto, nel caso uditivo, introducendo un disordine nella risposta dei recettori neurali, cioè variando in modo irregolare la loro sensibilità e, conseguentemente, l'intervallo tra i loro impulsi di uscita.

6. Filtri per segnali a più dimensioni

I filtri a ritardo, specie nella versione digitale, risultano particolarmente adatti per filtrare i segnali elettrici a più dimensioni. Prima di passare alla soluzione di questo problema, tuttavia, dobbiamo cercare di farci un'idea del problema stesso, pren-

dendo come esempio una interessante applicazione nel campo televisivo.

Tale applicazione riguarda un metodo, trovato da A. Macovski nel 1970, per estrarre le informazioni dei *colori* contenute nel segnale elettrico uscente da una comune telecamera *in bianco e nero*. L'opportunità di un filtraggio a due dimensioni è stata illustrata dallo stesso Macovski due anni più tardi (IEEE Trans. C-21, pag. 642-647).

Naturalmente alla telecamera è stato aggiunto qualcosa, cioè un doppio reticolo a righe *verticali*. Le righe di una serie sono opache al *blu* e sono intervallate con una *frequenza spaziale x*, mentre le righe dell'altra serie sono opache al *rosso* e intervallate con una *differente* frequenza spaziale *y*. Durante la scansione *orizzontale*, quindi, le componenti *blu* della scena colorata verranno modulate alla frequenza *x*, mentre le componenti di luce *rossa* verranno modulate alla frequenza *y*. Filtrando il segnale d'uscita della telecamera con due normali filtri passa-banda, centrati alle rispettive frequenze, è possibile estrarre le informazioni del blu e del rosso, ricavando poi l'informazione relativa al giallo come differenza rispetto al segnale totale.

Fin qui abbiamo considerato segnali a una dimensione, definiti cioè da un'ampiezza che varia lungo una dimensione *orizzontale* nella telecamera, oppure che varia in una serie equivalente di istanti consecutivi sul filo d'uscita della telecamera. Però è chiaro che avremmo potuto eseguire lo stesso procedimento nell'altra dimensione spaziale, cioè con un doppio reticolo a righe orizzontali e con una scansione elettrica a righe verticali, ottenendo un risultato simile.

A questo punto bisogna considerare la *definizione* ottica ottenibile con un procedimento del genere. Se la larghezza di banda di ciascun filtro elettrico di estrazione cromatica è grande, la definizione è buona; ma in questo caso abbiamo pure un notevole disturbo di un colore sull'altro. Se la banda di ciascun filtro è invece stretta, abbiamo una buona separazione dei colori, ma una cattiva definizione dell'immagine. Perciò s'intuisce che vale la pena di eseguire *contemporaneamente* il filtraggio in entrambe le direzioni, orizzontale e verticale, per migliorare la definizione. E' appunto questa operazione che viene eseguita per mezzo dei filtri a due dimensioni.

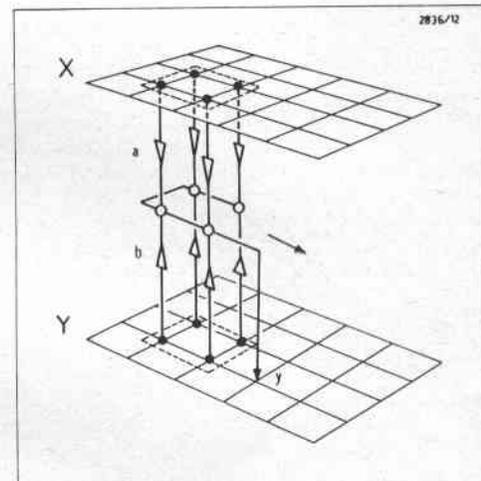


Fig. 9 - Configurazione circuitale di un filtro ricorrente per segnali a due dimensioni.

Nella versione a ritardo, che oltre ad essere la più adatta (specialmente nei segnali televisivi, per i quali ha importanza la risposta di fase) è anche la più facile da capire, questo tipo di filtro consiste in un gruppo di filtri a ritardo, ciascuno dei quali è un passa-banda come visto nel primo esempio, collegati in modo tale che i segnali presenti in essi nello stesso istante siano i valori corrispondenti a punti della telecamera disposti sulla medesima verticale (fig. 8). Pertanto, mentre la pesatura tra le prese elementari dei singoli filtri *orizzontali* fornisce il miglior valore d'uscita in base ai punti vicini della stessa riga nella telecamera, una *seconda* pesatura tra le prese corrispondenti dei diversi filtri *orizzontali* fornisce il miglior valore d'uscita che tenga conto anche delle righe vicine a quella in esame.

Nella versione digitale, un filtro del genere assume più o meno la configurazione indicata in fig. 9. Se il corrispondente filtro a una dimensione comprende 4 coefficienti *a* e altrettanti coefficienti *b*, il filtro bidimensionale avrà 16 coefficienti *a* e 16 coefficienti *b*.

I filtri per segnali a più dimensioni, detti anche *a ventaglio*, trovano applicazione in tutti i casi nei quali, come nell'esempio televisivo ora visto, vi sia da migliorare il rapporto segnale-disturbo di una informazione spaziale. Essi sono stati usati nel 1963 da J.P. Fail e G. Grau per l'elaborazione dei segnali sismici, nel 1967 da E.G. Zurflueh per i dati magnetici e di gravità, nel 1968 da R.H. Selzer per le fotografie ai raggi x, aeree e meteorologiche.

Il problema della stabilità, che nella versione ricorrente di tali filtri si presenta piuttosto complesso, è stato studiato da J.L. Shanks, S. Treitel e J.H. Justice nel 1972 (IEEE Trans. AU-20, pag. 115-128).

7. Meccanismo dell'azione filtrante

In questa classe di filtri la ripartizione dei fenomeni fisici utilizzati risulta molto chiara: la mancanza degli elementi reattivi ci permette di escludere subito la risonanza e la lenta variazione d'impedenza con la frequenza. *Tutti* i filtri a ritardo debbono quindi basarsi necessariamente sulla *ricorrenza* e sull'*interferenza*. La suddivisione di questi due fenomeni, inol-

Fig. 10 - Confronto tra la cancellazione di una frequenza eseguita da un filtro RC e la cancellazione di più frequenze eseguita in un filtro a ritardo.

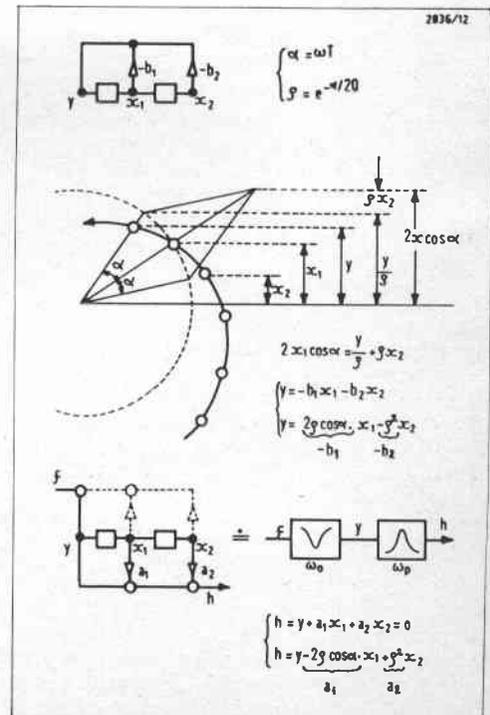
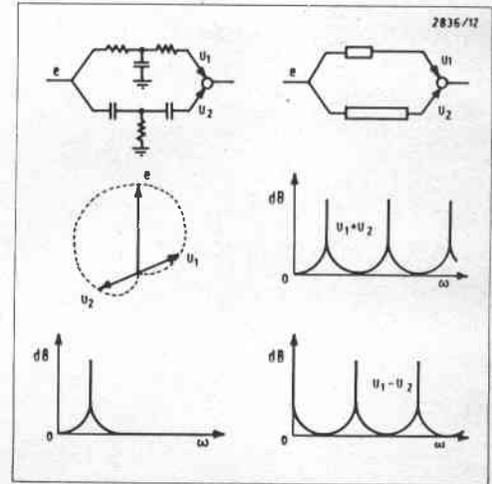


Fig. 11 - Procedimento geometrico relativo alla generazione delle oscillazioni naturali nei filtri a coefficienti polinomiali. Per utilizzare lo stesso procedimento nel calcolo dei coefficienti *a*, basta tener presente che il segnale uscente dal primo moltiplicatore *a* deve essere uguale e contrario alla somma degli altri due segnali parziali. Nelle formule dei coefficienti *a*, uguali a quelle dei coefficienti *b*, la frequenza ω è quella del polo di attenuazione, cioè diversa dalla frequenza ω usata per i coefficienti *b* della stessa sezione.



tre, è facilitata dal nome stesso dei filtri: avremo la ricorrenza nei soli filtri ricorrenti e avremo la sola interferenza nei filtri non ricorrenti.

Se vogliamo però renderci conto del modo in cui i due fenomeni intervengono nei filtri a ritardo, dobbiamo prima cercare di chiarire nel suo insieme il problema delle frequenze spurie. Queste frequenze hanno origine da tre cause distinte, che ora vedremo separatamente. La prima riguarda il segnale all'uscita del filtro ed è legata alla campionatura: se non venisse inserito alcun filtro di interpolazione (ad esempio un semplice passabasso RC), è chiaro infatti che la serie dei campioni di uscita darebbe luogo alla comparsa della frequenza di campionatura f_c e di tutti i suoi multipli, anche quando all'entrata del filtro a ritardo viene applicato un segnale di frequenza zero. La seconda causa è ugualmente legata alla campionatura, ma riguarda il segnale all'entrata del filtro a ritardo. Se questo segnale non è già a banda limitata per suo conto (o non è stato limitato da un apposito filtro inserito prima della campionatura) la campionatura introduce le immagini spurie intorno alla frequenza $f_c/2$, riportando nella banda più bassa le frequenze entranti superiori a $f_c/2$.

La terza causa delle frequenze spurie è indipendente dalla campionatura. Essa consiste proprio nella ricorrenza e nell'interferenza che, nei filtri a ritardo in genere, danno luogo ai medesimi effetti per più frequenze, anziché per una frequenza (come avviene nei filtri reattivi). Questo punto può essere chiarito facilmente confrontando un circuito tipico RC a cancellazione con un filtro a ritardo molto semplice (fig. 10).

Sull'interferenza è bene precisare ancora che, nei filtri a convoluzione diretta, essa si produce evidentemente in base al diverso ritardo incontrato dai segnali parziali che vengono a sommarsi in uscita (fig. 1c). Questi filtri eseguono quindi la convoluzione del segnale entrante con la funzione di pesatura (che è un procedimento matematico per trovare il segnale di uscita), per mezzo dell'interferenza (che è un fenomeno fisico).

Passando ora alla ricorrenza, vogliamo renderci conto del meccanismo che permette a una sezione ricorrente di secondo grado di comportarsi come un risonatore. Qui il problema è quello di generare una oscillazione sinusoidale smorzata, in as-

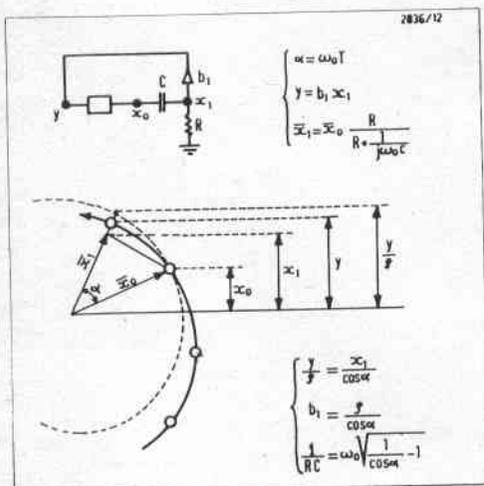
senza di segnale entrante, per mezzo di due soli valori dell'oscillazione stessa memorizzati nei due elementi di ritardo. Per capire questo fatto conviene pensare ai valori della sinusoida come proiezioni di altrettanti punti disposti lungo una spirale decrescente (fig. 11). Su questa spirale consideriamo allora 3 punti consecutivi, distanziati tra di loro di α radianti. Osservando che il vettore corrispondente al punto di mezzo è la metà della somma vettoriale dei raggi (di un cerchio passante in tale punto) diretti agli altri 2 punti, troviamo per via geometrica la proiezione del vettore di sinistra, che è appunto il valore del segnale da generare, per mezzo delle altre due proiezioni.

A parte il fatto di ottenere i coefficienti polinomiali b_1 e b_2 in una forma più semplice di quelle correnti, questo procedimento geometrico ci consente di vedere altri aspetti importanti nel meccanismo della ricorrenza. Risulta evidente, ad esempio, che facendo α molto piccolo aumenta la precisione richiesta ai coefficienti. Così pure è chiaro che, in ogni operazione, il sistema ignora completamente i tratti intermedi della spirale, che potrebbero essere tutti nulli oppure formare spirali di diversa grandezza. In altre parole, anche se il sistema è continuo, la ricorrenza può dar luogo alla comparsa di frequenze multiple di $1/T$.

Per questa ragione, nei filtri digitali, anziché fare l'intervallo di campionatura sottomultiplo di T (il che è pure più costoso, perché occorrono diversi passi di memoria entro lo stesso elemento di ritardo T), si preferisce lasciarlo uguale a T e diminuire quest'ultimo, accettando la maggiore precisione richiesta nelle moltiplicazioni.

Il procedimento geometrico ora visto ci permette di notare, infine, che per generare la sinusoida non basta mettere in cascata due sezioni ricorrenti di primo grado, perché la ricorrenza deve necessariamente avvenire attraverso due ritardi della medesima sezione. E' possibile generare invece la sinusoida mediante un solo elemento di ritardo, se ad esso viene unito un circuito RC elementare nella stessa via di ricorrenza (fig. 12). Si ottiene in tal caso un filtro misto che presenta molte affinità con quelli a ritardo, sia per il metodo da seguire nella sua sintesi, sia per il meccanismo della sua azione filtrante.

Fig. 12 - Diagramma per la generazione delle oscillazioni naturali in una sezione ricorrente con un solo elemento di ritardo.



Quattro classi di filtri elettrici

IV - Filtri misti

L. De Luca

1. Introduzione

Una caratteristica comune ai filtri della seconda e della terza classe è quella di eliminare, sia pure in modo diverso, le bobine presenti nella prima classe: gli uni ricorrendo ai circuiti attivi, gli altri utilizzando elementi di ritardo al posto delle reattanze. Tale caratteristica si estende anche alla maggior parte dei filtri misti, nei quali il medesimo scopo viene raggiunto per mezzo di onde elastiche, oppure mediante altri fenomeni fisici. Il termine di filtro *misto* può avere due significati. Il primo è quello di specificare che in esso il segnale assume almeno due forme fisiche differenti, una delle quali è quella elettrica. Il secondo è quello di indicare un filtro che sfrutta le tecniche di funzionamento relative a due classi precedenti. La seconda interpretazione in pratica si limita ai filtri che utilizzano il ritardo e circuiti *RC*, oppure il ritardo e circuiti *LC*. Data la scarsità di questi casi, tale interpretazione verrà qui del tutto trascurata.

I principali filtri della quarta classe sono quelli nei quali il segnale assume la forma di uno spostamento *meccanico* della materia. Questo spostamento avviene spesso (ma non sempre) come *onda elastica*: per semplicità — e a spese della precisione — seguiremo l'uso corrente di chiamare « risonatori » i dispositivi nei quali tale onda è stazionaria e di chiamare « acustici » i dispositivi nei quali l'onda è progressiva.

Pur avendo in comune la presenza delle onde elastiche, i vari gruppi di filtri misti si basano su fenomeni fisici distinti, che cercheremo di riassumere di volta in volta. Parlando molto in generale, possiamo dire che, mentre i filtri della prima classe sono riservati agli specialisti « matematici » dei circuiti, quelli della seconda agli « elettronici » e quelli della terza ai tecnici « digitali », i filtri della quarta classe appartengono ai « fisici ».

Parecchi di questi filtri non sono affatto recenti; in un certo senso, inoltre, non sembrano neppure soluzioni adatte e razionali per filtrare segnali elettrici. Ciononostante, essi stanno soppiantando ogni altro tipo di filtro proprio nei campi principali di impiego dei filtri elettrici selettivi, a cominciare dalle apparecchiature di telecomunicazione a divisione di frequenza (per le quali i filtri elettrici sono nati).

2. Filtri a risonatori piezoelettrici

Il fenomeno della piezoelettricità, scoperto nel 1880 dai fratelli francesi Pierre e Jacques Curie, consiste in una deformazione meccanica del materiale usato come dielettrico di un condensatore, il cui verso — a differenza dell'elettrostrizione — dipende dal verso della tensione elettrica applicata. L'utilizzazione del fenomeno nei circuiti elettrici (A.M. Nicolson, 1917) è stata quasi contemporanea alla comparsa dei filtri a bobine (Wagner, 1915); ma la prima pubblicazione sull'impiego pratico ai filtri elettrici è quella di W.P. Mason nel 1934.

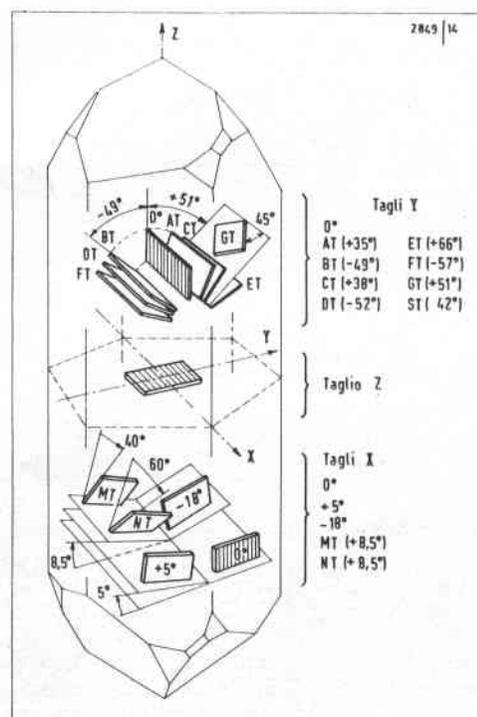
L'effetto piezoelettrico si manifesta in molti *cristalli* naturali e sintetici, nei quali sia presente qualche forma di asimmetria. Nei materiali *ceramici*, costituiti da granuli cristallini orientati in modo disordinato, tale asimmetria può essere ottenuta per mezzo di un'opportuna polarizzazione elettrica; ciò giustifica in parte l'uso di considerare anche questi materiali come piezoelettrici.

I cristalli sintetici hanno avuto grande sviluppo durante la seconda guerra mondiale, per sopperire alla scarsità del quarzo — il cristallo più diffuso in natura — con altri materiali. Successivamente è stato trovato un procedimento idrotermico per ottenere sinteticamente anche i cristalli di quarzo, allo scopo di evitare certe irregolarità che si presentano spesso all'interno dei cristalli naturali.

Naturale o sintetico, il quarzo (SiO_2) rappresenta il materiale più adatto nel campo dei filtri elettrici. Esso risulta infatti inalterabile alle normali condizioni di temperatura e umidità ambientali, mantenendosi perciò costante nel tempo; ha una bassissima dissipazione meccanica (Q propria dell'ordine di 300.000); può essere eccitato secondo diversi modi di oscillazione; può dare coefficienti di temperatura sia positivi, sia negativi, a seconda del taglio, e quindi permette la scelta di opportuni tagli con coefficiente zero.

In fig. 1 sono riassunti i *tagli* più comuni. Possiamo notare che ogni lastra di quarzo è definita dall'orientamento del piano della sua faccia maggiore e dall'orientamento del suo lato maggiore su questo piano. In fig. 2 sono raccolti i principali modi di oscillazione. Ciascuno di questi modi è caratterizzato dal tipo e dalla di-

Fig. 1 - Quadro sinottico dei principali tagli in un cristallo di quarzo per l'impiego nei risonatori piezoelettrici. Data la simmetria trigonale del quarzo, gli stessi tagli si ottengono in ciascuna delle tre posizioni che assume il cristallo quando viene ruotato di 120° intorno all'asse ottico Z.



reazione di propagazione dell'onda, nonché dal numero di periodi dell'onda contenuti ogni volta nel percorso di ricorrenza.

Essendo il risultato di onde elastiche stazionarie, le oscillazioni naturali di una lastra di quarzo possono manifestarsi a più frequenze, dipendentemente dalle dimensioni della lastra, dal modo di oscillazione usato e dalla velocità di propagazione dell'onda (che nel quarzo varia fra 3 e 6 km/s, a seconda del taglio). Nelle onde *longitudinali* le particelle si muovono nella direzione dell'onda e le frequenze delle corrispondenti oscillazioni longitudinali sono le comuni armoniche della fondamentale (come nei tubi sonori). Nelle onde *trasversali* le particelle si spostano perpendicolarmente alla direzione di propagazione dell'onda, dando luogo a una serie più fitta di frequenze naturali (come negli ambienti acustici a pareti rettangolari). Nelle oscillazioni *flessionali*, ottenute per mezzo di due onde longitudinali in controfase, le frequenze risultanti sono influenzate dalla forma della lastra, come indicato in fig. 3. In tutti questi casi il cristallo si comporta come un circuito elettrico risonante (fig. 4), i cui parametri cambiano a seconda della frequenza considerata di volta in volta.

Nei « risonatori » piezoelettrici a quarzo il coefficiente di accoppiamento meccanico è circa 0,1. Ciò vuol dire che l'energia meccanica è pari all'1% di quella elettrica applicata e che il rapporto tra le frequenze di « risonanza » e di « anti-risonanza » è 0,995 (fig. 4). Conseguentemente, il quarzo risulta adatto per filtri passa-banda nei quali la banda passante sia piuttosto stretta rispetto alla frequenza centrale.

I singoli risonatori che costituiscono un filtro possono essere accoppiati tra di loro elettricamente oppure meccanicamente. Nel primo caso le configurazioni circuitali più comuni sono quella a traliccio, quella a ponte e quella a scala (fig. 5). Nel traliccio viene usata generalmente l'oscillazione flessionale a doppio condensatore, proposta nel 1940 da Mason (fig. 5b). La sintesi di questi filtri a traliccio è stata realizzata da T.R.O'Meara (1960), da J.D. Schoeffler (1962), da G. Szentirmai e da K.Y. Chen (1964). Il caso della banda stretta è stato studiato nel 1965 da D.S. Humpherys. Nello stesso anno J. Lang e C.E. Schmidt hanno suggerito le trasformazioni circuitali riassun-

te in fig. 6 per passare dai filtri LC ai filtri a quarzo, mentre la forma a scala veniva sintetizzata da Schoeffler (IEEE Trans. CT-12, pag. 215-222).

Allo scopo di evitare le bobine, richieste spesso per ridurre le oscillazioni spurie e per adattare le alte impedenze dei quarzi ai circuiti esterni, i risonatori piezoelettrici sono stati anche inseriti nei filtri attivi (fig. 7), da Humpherys nel 1966 e da D.R. Means e Ghausi nel 1972 (IEEE Trans. CT-19, pag. 247-253).

Nel caso dell'accoppiamento meccanico, la configurazione circuitale equivalente è quella a scala (fig. 8). Questa soluzione, studiata dal giapponese Y. Nakazawa (1962), dagli americani W. Shockley, D. R. Curran e D.J. Koneval (1963) e dai tedeschi M. Börner e H. Schüssler (1964), è stata perfezionata nel 1966 da R.A. Sykes e W.D. Beaver; i filtri così ottenuti vengono chiamati comunemente *monolitici* perché, come gli obelischi egizi, sono fatti di un unico pezzo. Tuttavia è bene precisare che in una stessa lastra di quarzo è possibile realizzare anche diversi risonatori *indipendenti* e che non sempre i filtri « monolitici » hanno tutti i risonatori accoppiati meccanicamente tra di loro.

I filtri monolitici hanno l'inconveniente di dare bande passanti molto strette (0,1%) e frequenze centrali comprese tra 5 e 150 MHz. Un rimedio proposto per il primo punto è quello di usare la soluzione monolitica come bipolo da inserire in un filtro attivo (Ghausi, 1972). Il secondo punto viene superato ricorrendo a una traslazione di frequenza; in quella che forse è la più importante applicazione dei filtri elettrici in America (IEEE Trans. COM-20, pag. 196-201), ad esempio, si esegue un passaggio intermedio intorno a 8 MHz, anziché eseguire la modulazione della banda telefonica direttamente nel gruppo base.

L'impiego dei materiali ceramici, oltre al vantaggio concreto di evitare le costose operazioni del *taglio*, permette di scegliere con una certa libertà il valore della Q e della larghezza di banda utilizzabile, a spese del coefficiente di temperatura e della costanza nel tempo. L'accoppiamento tra i singoli risonatori, per ora, è elettrico. La sintesi circuitale dei filtri a risonatori ceramici è stata fatta nel 1961 da Curran e Koneval nella configurazione a scala e nel 1963 da Curran e W.J. Ger-

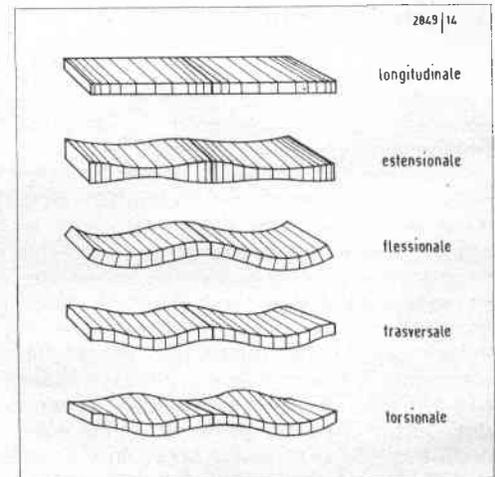
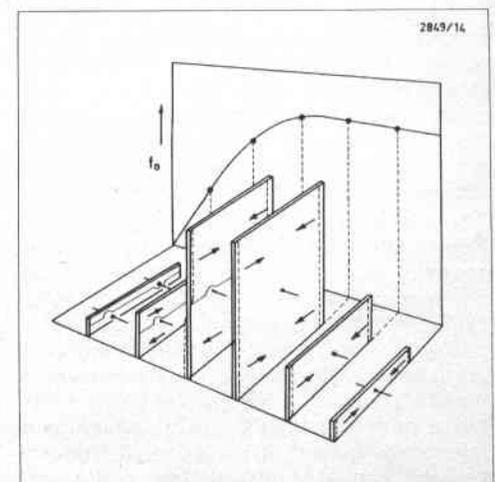
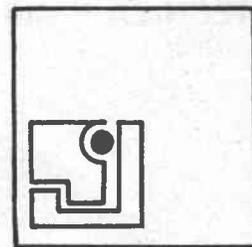


Fig. 2 - Principali modi di oscillazione possibili in una lastra.

Fig. 3 - Diagramma per il confronto tra il modo flessionale e il modo longitudinale, nei riguardi dell'influenza della larghezza di una lastra, di lunghezza e di spessore costanti, sulla frequenza naturale di oscillazione.





ber per i passa-banda di bassa frequenza. Un panorama sui filtri ceramici di largo consumo, che presentava tra l'altro un risonatore a 455 kHz per i comuni ricevitori radio a supereterodina nella forma di un disco di 5,6 x 0,38 mm, è stato fatto da F. Saverland e W. Blum nel 1968. L'anno successivo Saverland ha mostrato un metodo di sintesi per filtri a scala con tutti i risonatori ceramici uguali, per ridurre ulteriormente il costo di produzione (fig. 5f).

3. Filtri a risonatori meccanici

Anche i risonatori meccanici, come quelli piezoelettrici, si basano sulle onde elastiche stazionarie e sono stati applicati ai filtri elettrici da parecchio tempo. Tra queste prime soluzioni possono essere ricordate quelle brevettate in America da R.V. Hartley (1927) e da Mason (1941). A differenza di quelli piezoelettrici, i risonatori meccanici hanno solitamente una forma allungata — spesso cilindrica — e risuonano a frequenze determinate dalla dimensione maggiore. I tipi di oscillazione più usati sono il longitudinale, il flessionale e il torsionale. Lo studio teorico delle onde elastiche che si propagano all'interno di un lungo cilindro è stato eseguito per primo dal tedesco L. Pochhammer nel 1876.

Il materiale utilizzato è generalmente una lega metallica, la cui principale caratteristica è quella di avere molto bassi la dissipazione meccanica e il coefficiente di temperatura. I risultati migliori si ottengono con leghe di ferro e nichel, alle quali vengono aggiunte piccole quantità di altri componenti. La parte di nichel va dal 36 al 40% nelle leghe note come Elinvar, Durinval, Nispan e Thermelast; quest'ultima contiene per 50,5% ferro, 40% nichel, 5% molibdeno, 4% cromo e 0,5% berillio.

Essendo i risonatori *meccanici*, essi vengono naturalmente accoppiati meccanicamente tra di loro e con i trasduttori estremi (che provvedono a convertire il segnale elettrico di entrata in segnale meccanico e l'uscita meccanica dell'ultimo risonatore in segnale elettrico). Questi due trasduttori sono generalmente identici tra di loro; perciò è possibile disegnare solo la parte iniziale del filtro, fermandoci per semplicità a un paio di risonatori.

In fig. 9 sono raccolte cinque soluzioni per l'impiego a frequenze maggiori di 50 kHz; la prima (R. Adler, 1947) utilizza barre risonanti accoppiate mediante fili metallici corti e trasduttori magnetostrittivi al nichel; la seconda (B. Roberts, 1949) è in un certo senso *monolitica*, con oscillazioni di tipo torsionale e longitudinale; la terza (M.L. Doelz, 1952) impiega oscillazioni flessionali nel primo modo circolare da 50 a 200 kHz e nel secondo modo da 200 a 600 kHz, con trasduttori magnetostrittivi a ferro-nichel oppure a ferrite; la quarta, trovata indipendentemente in Germania da Börner (1958) e in Giappone da T. Tanaka (1959), usa il primo modo torsionale fino a 250 kHz, oppure quello longitudinale fino a 450 kHz; la quinta soluzione, infine, non è altro che una variante, trovata da Tanaka, per ridurre l'eccessiva lunghezza dei filtri di Roberts.

Tra i filtri di questo primo gruppo si sono affermati quelli nei quali i risonatori oscillano al primo modo flessionale (come nei filtri di Adler), realizzati però con *cilindri* ed eccitati da piastrine ceramiche saldate ai risonatori estremi (come nei filtri di Tanaka del 1959). Tali cilindri sono sostenuti nei punti nodali e sono accoppiati uno all'altro mediante un filo trasversale saldato al centro. Una delle maggiori applicazioni si trova nelle nuove apparecchiature telefoniche europee a divisione di frequenza.

Un secondo gruppo di soluzioni utilizzabili a frequenze più basse è indicato in fig. 10. La prima soluzione, trovata in Giappone da M. Konno (1957), realizza oscillazioni flessionali di primo modo nel campo di frequenze da 300 a 30.000 Hz, mediante rotazione sui punti nodali di supporto; la seconda soluzione (Mason e R.N. Thurston, 1960) utilizza un tipo di oscillazione flessionale antisimmetrica e risuona sotto i 20 kHz; la terza, trovata ancora in Giappone da K. Takahashi (1965) si basa sulla forma a diapason, con trasduttori ceramici; la quarta è stata sviluppata in America da H. Baker e J.R. Cressey (1967) e si differenzia da tutte le precedenti per il fatto di non utilizzare le onde elastiche stazionarie, ma una vera e propria risonanza, ottenuta accoppiando l'induttanza meccanica di due masse oscillanti intorno ai loro baricentri con una capacità meccanica, costituita dalla lamina elastica che unisce le due masse

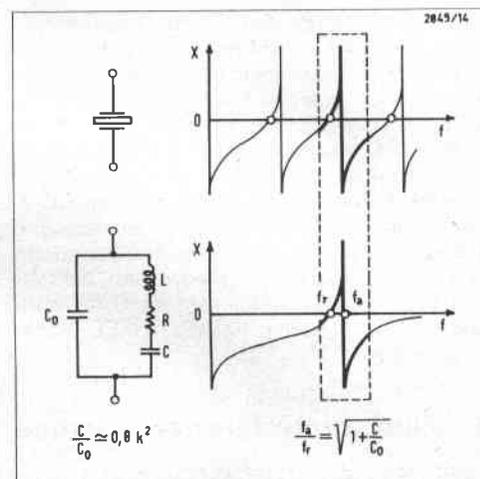
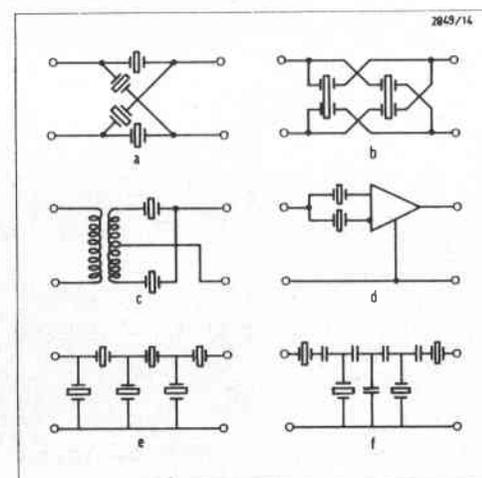


Fig. 4 - Circuito equivalente proposto da K. S. van Dyke nel 1925 per rappresentare il comportamento dei risonatori piezoelettrici intorno a ciascuna delle loro frequenze naturali di oscillazione.

Fig. 5 - Configurazioni tipiche dei filtri piezoelettrici: a traliccio (a - b), a ponte (c - d) e a scala (e - f).



(e sulla quale agiscono i due trasduttori). Quest'ultima soluzione, pertanto, può scendere a frequenze di lavoro dell'ordine di 1 Hz (come nel comune bilanciere degli orologi da polso).

Tutti i filtri meccanici ora visti presentano una risposta senza poli di attenuazione, perché sono costituiti da una scala di risonatori *passanti*. Tuttavia è possibile introdurre una certa interferenza lungo la catena, mediante collegamenti meccanici multipli, come illustrato da R.A. Johnson, Börner e Konno nel 1971 (IEEE Trans. SU-18, pag. 155-170).

4. Filtri a interferenza acustica

Tutti sanno che le onde acustiche si propagano nei solidi mediante piccole oscillazioni elastiche delle singole particelle intorno alla loro posizione di riposo, che si trasmettono da una particella all'altra nel verso della propagazione. A queste oscillazioni corrisponde un suono solo entro una banda modesta di frequenza; ma anche quando la frequenza arriva all'ordine dei megahertz o dei gigahertz, esse rimangono fisicamente della forma elastica (detta spesso *acustica*). A differenza dei fluidi, i solidi permettono parecchi tipi di onde elastiche: alcuni profondi, come i tipi longitudinale e trasversale usati nei filtri piezoelettrici, e alcuni *superficiali*, i più importanti dei quali portano il nome dei tre fisici inglesi che li hanno studiati. Questi tipi hanno in comune una bassa velocità di propagazione e uno spostamento delle particelle pre-

lentamente trasversale. L'onda descritta da J.W.S. Rayleigh nel 1885, tipica dei fenomeni sismici, è quella guidata lungo la superficie libera di un solido, con spostamento delle particelle nel piano sagittale. L'onda descritta da H. Lamb nel 1904 è quella guidata tra le facce libere di una lamina solida e sottile, con spostamento ugualmente sagittale. L'onda descritta da A.E.H. Love nel 1911 è quella guidata entro un sottile strato solido sovrapposto a un altro solido di caratteristiche diverse, con spostamento delle particelle parallelo allo strato.

L'onda superficiale più adatta all'impiego nei filtri elettrici è quella di Rayleigh. Oltre ad avere una velocità di propagazione minore delle altre onde possibili nello stesso materiale, essa presenta due vantaggi notevoli: la velocità è indipendente dallo spessore del materiale sottostante e l'onda rimane accessibile per tutta la sua lunghezza. Queste qualità si prestano alla realizzazione dei filtri a ritardo del tipo a convoluzione diretta.

Per farci un'idea chiara sui problemi legati a tale realizzazione, è necessario riassumere brevemente le tre condizioni alle quali deve rispondere una linea di ritardo di questo genere per ottenere un funzionamento corretto. La prima è la costanza del ritardo con il tempo e con la temperatura; la seconda è il grande numero di periodi presenti nella linea per avere una buona selettività; la terza è l'assenza di ogni disturbo sull'onda viaggiante lungo la linea, anche se non è strettamente necessario che tale onda

sia una copia fedele del segnale applicato all'entrata.

Le prime due condizioni si soddisfano usando una lastra di quarzo con un taglio adatto (ST) e limitando il campo di frequenza del filtro: le dimensioni massime della lastra fissano il limite inferiore a circa 1 MHz, mentre le dimensioni minime degli elettrodi fissano l'estremo superiore a 1 GHz nel caso della normale fotoincisione e a 10 GHz utilizzando altri procedimenti.

La terza condizione presenta vari aspetti, meccanici ed elettrici, che sono piuttosto difficili da soddisfare completamente. La generazione *meccanica* di onde spurie può avvenire attraverso l'eccitazione di altri tipi di onde elastiche profonde, oppure per riflessione delle onde superficiali agli estremi della lastra, oppure mediante la riflessione dovuta alla massa dei singoli elettrodi, oppure ancora per mezzo della diffrazione agli estremi di eventuali elettrodi più corti del fronte d'onda.

La generazione *elettrica* di onde spurie può avvenire nel trasduttore di entrata, quando questo è costituito da più coppie di elettrodi, oppure nel trasduttore di uscita, se i suoi elettrodi non sono sufficientemente disaccoppiati tra di loro e con il carico.

I principali rimedi sono l'uso di smorzatori ai bordi della lastra e l'impiego di elettrodi leggerissimi, costituiti cioè da uno strato sottilissimo di alluminio. Il disaccoppiamento elettrico degli elettrodi di pesatura viene risolto in buona

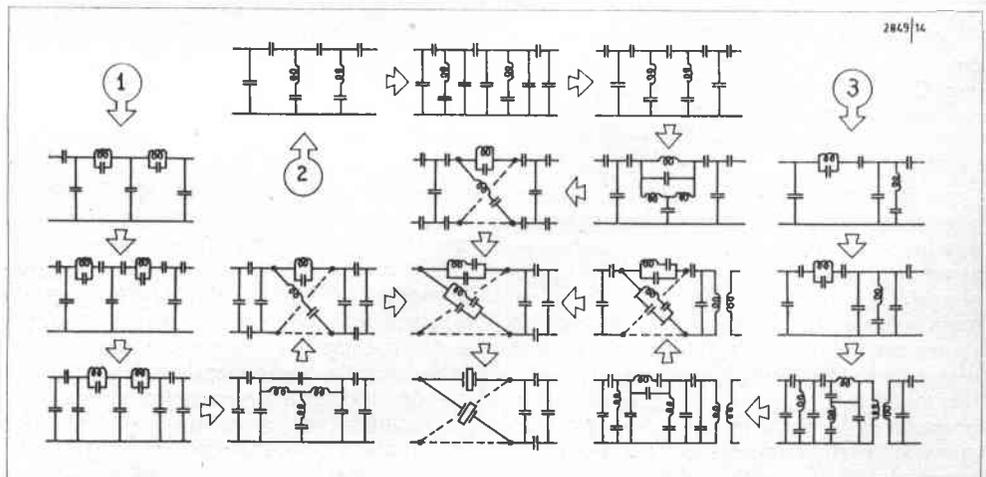
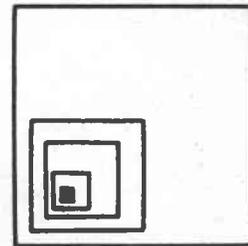


Fig. 6 - Trasformazioni circuitali per passare dai filtri LC ai filtri piezoelettrici.



parte mediante il basso coefficiente piezo-elettrico del quarzo, che equivale a una attenuazione inserita in serie ai singoli elettrodi.

Il trasduttore d'uscita, anziché essere formato da tante coppie di elettrodi messe nei punti di pesatura, disaccoppiate ciascuna con resistenze o con amplificatori separatori, può essere quindi realizzato con due pettini equivalenti al collegamento diretto di tante coppie elementari in parallelo (fig. 11). La pesatura viene eseguita variando la *posizione* dei singoli elettrodi, oppure la loro *lunghezza* (il che però dà luogo a diffrazione).

Un impulso breve applicato al filtro, in teoria, dovrebbe viaggiare lungo la linea mantenendosi breve. In pratica, se il filtro è a banda stretta, il segnale $g(t)$ di uscita si *allunga* nel tempo (oscillazioni naturali). E' allora intuitivo che, a differenza dei filtri a ritardo classici, sia conveniente allungare tale impulso in parte mediante i molti elettrodi del trasduttore di uscita e in parte mediante quelli del trasduttore di entrata.

Oggi anche il trasduttore d'entrata della linea di ritardo viene comunemente realizzato del tipo a pettine interdigitale, come proposto da R.M. White e F.W. Voltmer nel 1965. Una teoria sui trasduttori interdigitali è stata esposta nel 1967 da G.A. Coquin e H.F. Tiersten. La propagazione delle onde di Rayleigh è stata studiata nello stesso periodo da White e dai norvegesi K.A. Ingebrigtsen, H. Engan e H. Skeie.

Le applicazioni ai filtri elettrici sono state esaminate da R.H. Tancrell e M.G. Holland nel 1971 (PIEEE 59, pag. 393-409), mentre il primo impiego nei radar chirp è stato descritto da W.S. Jones nel 1972 (Microwave Journal 15, pag. 43-86). Una delle applicazioni più interessanti nel campo elettronico sembra quella degli amplificatori a frequenza intermedia per i comuni ricevitori televisivi.

Il filtraggio dei segnali radar (o sonar) mediante linee dispersive a onde superficiali di Love è stato studiato negli ultimi dieci anni particolarmente dai francesi P. Tournois e C. Lardat.

5. Filtri a interferenza ottica

Il fenomeno dell'interferenza tra le onde luminose che si sommano con fase diversa nello stesso punto, dando luogo a particolari figure di diffrazione, è stato

descritto per primo da Leonardo da Vinci (foglio 80 del codice A) intorno al 1490. La soluzione matematica del fenomeno è stata data quattro secoli dopo, in Germania, prima in forma approssimata da Fresnel e da Kirchhoff e poi nella forma esatta da Sommerfeld (1896).

Alcuni anni più tardi il tedesco E. Abbe usava l'interferenza nel microscopio a contrasto di fase, per migliorare la risoluzione rispetto al microscopio ordinario. Nel 1914 il francese L. Brillouin prevedeva teoricamente un effetto delle onde elastiche presenti all'interno di un mezzo trasparente sulle onde luminose che passano nello stesso mezzo. Questo effetto è stato confermato sperimentalmente nel 1932 da P. Debye e da altri, in America, mentre i vari aspetti fisici relativi a tale tipo di diffrazione venivano studiati principalmente in India, ad opera di C.V. Raman e N.S. Nath (1935), di S. Bhagavantam e B.R. Rao (1948), di R.S. Krishnan (1955), di P. Phariseau (1956) e di R.C. Scrivastava (1960).

Nel 1948 l'ungherese Dennis Gabor, nell'intento di migliorare le immagini del microscopio elettronico, aveva intanto dato inizio all'*olografia*, cioè quel procedimento basato sull'interferenza tra *due* sorgenti luminose coerenti tra di loro, nel quale ogni parte dell'immagine registrata sulla lastra fotografica contiene informazioni relative all'*intera* scena.

Questi fenomeni ottici possono essere utilizzati nei filtri elettrici in più modi. Il più semplice è quello di realizzare un filtro a ritardo il cui *segnale d'entrata* procede come onda elastica all'interno di un cristallo, mentre un fascio luminoso taglia il cristallo stesso in direzione trasversale rispetto al segnale. Questo metodo — a parte le evidenti complicazioni pratiche rispetto ai filtri «acustici» — presenta alcuni vantaggi: l'onda elastica non viene disturbata dal prelievamento lungo il suo percorso ed è possibile variare a piacere sia il ritardo del segnale d'uscita rispetto a quello di entrata, sia la funzione di pesatura $g(t)$, anche dopo aver costruito il filtro. Comunque è chiaro che un filtro del genere non è funzionalmente diverso da tutti gli altri filtri a ritardo che lavorano senza onde luminose.

Fondamentalmente diverso è invece il secondo gruppo di filtri, che possiamo chiamare «ottici», nel quale si esegue una

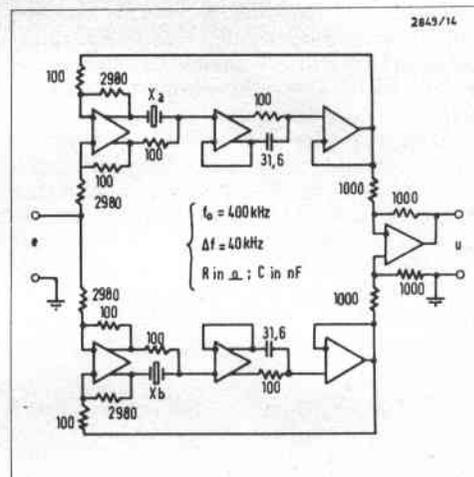
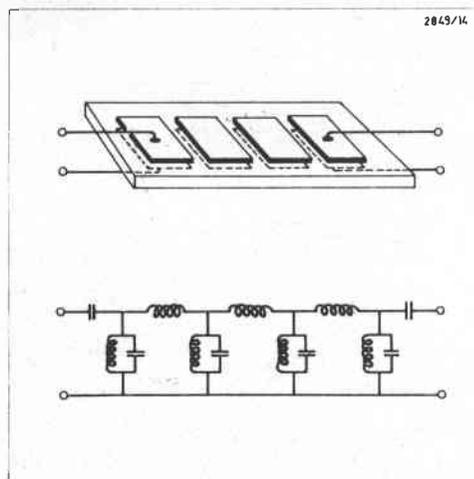


Fig. 7 - Soluzione proposta da Means e Ghauri per utilizzare i risonatori piezoelettrici in un filtro passa-banda attivo.

Fig. 8 - Filtro monolitico a 4 risonatori e relativo circuito elettrico equivalente.



doppia trasformazione di Fourier del segnale elettrico applicato. Per capire questo procedimento — simile, ma non uguale, all'olografia — conviene considerare prima il caso teorico, immaginando di avere come quadro d'entrata un modulatore spaziale, ciascun punto del quale sia cioè adatto a modulare l'ampiezza dell'onda luminosa che l'attraversa, in base al valore (positivo o negativo) del segnale elettrico presente in quel punto. Supponendo che il segnale sia costante nel verso verticale del quadro e sia co-

stituito da una sola frequenza nel verso orizzontale, è allora intuitivo che un'onda luminosa piana e coerente, applicata perpendicolarmente al quadro, darà luogo a un fascio diretto che si estingue a una certa distanza dal quadro (perché formato da componenti in controfase) e a due fasci *diffratti* (tanto più obliqui rispetto al fascio entrante quanto più grandi sono la frequenza spaziale del segnale e la lunghezza d'onda della luce impiegata). In pratica — come per l'olografia — ci si accontenta di una modulazione senza valori negativi, realizzata con una comune pellicola fotografica, ottenendo un risultato equivalente alla somma del caso teorico e di una componente continua (fig. 12).

Ciascun fascio diffratto può essere raccolto, per mezzo di una lente convergente, in un punto diverso di un secondo piano Y; l'insieme di questi punti costituisce lo *spettro* del segnale dato (da non confondere con gli spettri colorati forniti da un prisma dispersivo). Ripetendo l'operazione una seconda volta, avremo come immagine nuovamente il segnale di partenza (fig. 13).

A questo punto saltano evidenti le singolari proprietà del sistema nell'impiego come filtro: la funzione di trasferimento del sistema è data semplicemente dalla trasparenza assegnata alla superficie Y ed è possibile filtrare segnali bidimensionali, oppure, in alternativa, un grandissimo numero di segnali a una direzione, registrati su altrettante strisce parallele dello stesso fotogramma X.

Il lato debole del procedimento sta nella trasduzione iniziale. Dato che occorre una *trasparenza*, non è possibile mettere nel piano X un normale schermo televisivo o un reticolo di diodi fotoemittenti. La velocità di risposta complessiva, pertanto, che a prima vista sembra proporzionale alla velocità della luce, in pratica viene rallentata di parecchio nel processo di trasduzione.

Le principali applicazioni di questa tecnica sono state illustrate nel 1956 da E.L. O'Neill, nel 1960 da L.J. Cutrona, E.N. Leith, C.J. Palermo e L.J. Porcello, nel 1962 da Leith e J. Upatnieks e nel 1972 da K. Preston (PIEEE-60, pag. 1216-1231). Una di esse è quella del filtro adattato. Basta fare lo spettro del segnale voluto e inserirlo quindi in forma di trasparenza nel piano Y: ogni segnale avente quello

spettro, anche se diverso negli altri parametri, verrà preferito nella risposta. In certi casi, come nel riconoscimento automatico dei cromosomi nelle microfotografie e del tipo di terreno nelle fotografie aeree, lo spettro può essere sufficiente.

Non bisogna farsi però eccessive illusioni sulla possibilità di estendere il metodo al riconoscimento vero e proprio delle forme. Il riconoscimento della scrittura, ad esempio, è difficile che possa basarsi sullo spettro. Come vi sono buo-

Fig. 9 - Esempi di filtri meccanici per alte frequenze.

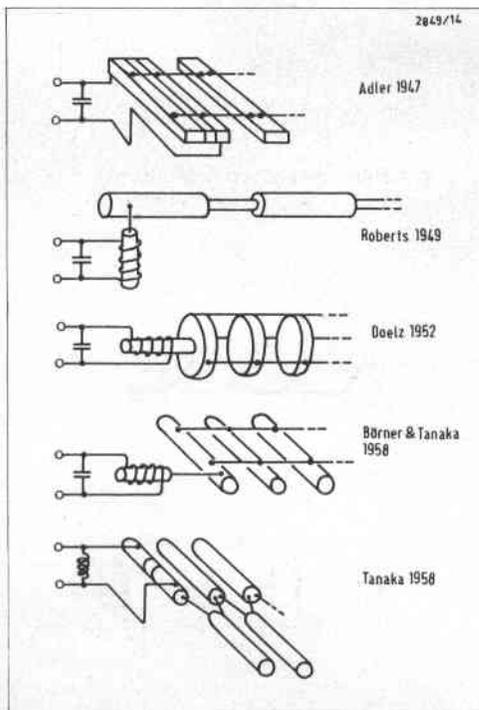
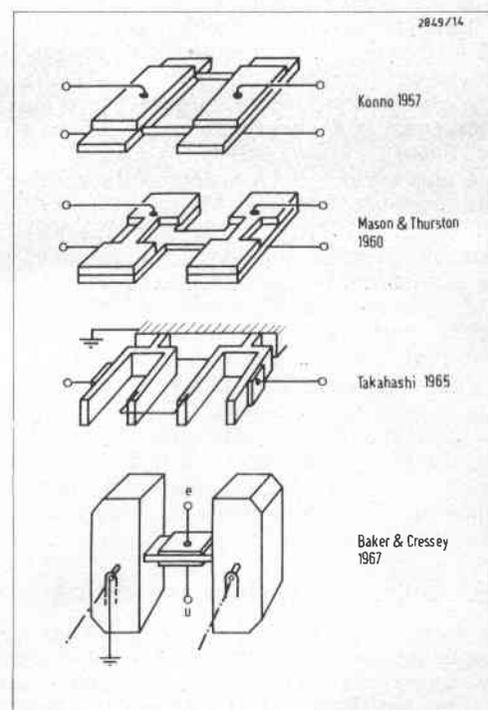


Fig. 10 - Esempi di filtri meccanici per basse frequenze.





ne ragioni per affermare che l'orecchio esegue il riconoscimento delle parole trascurando lo spettro dei relativi segnali acustici, così vi sono ragioni altrettanto valide per ritenere che l'occhio ignori lo spettro dei segnali visivi.

6. Meccanismo dell'azione filtrante

Tranne il filtro meccanico di Baker e Cressey, tutti gli altri filtri misti si basano sulla ricorrenza e sull'interferenza. I comuni filtri a cristallo, nei quali viene usato il quarzo o un altro materiale piezoelettrico come dielettrico di un condensatore, permettono altissime selettività per mezzo della ricorrenza di onde elastiche che si riflettono generalmente tra le facce parallele di ciascuna lastra. Nei filtri meccanici, analogamente, la selettività è assicurata dalla ricorrenza di onde elastiche che si riflettono tra gli estremi dei singoli elementi metallici. In entrambi i casi le frequenze di ricorrenza sono legate alle dimensioni geometriche degli elementi e le onde elastiche assumono la forma *stazionaria*.

Sono comunque possibili, sebbene non ancora usati, filtri a ricorrenza di onde elastiche *progressive*, nei quali l'onda torna cioè al medesimo punto di partenza senza riflettersi agli estremi. Questo è il caso delle onde superficiali di Rayleigh in una lastra a bordi arrotondati, impiegata come linea di ritardo a molti giri di ricorrenza da L.A. Coldren nel 1973 (IEEE Trans. SU-20, pag. 17-23).

Il secondo fenomeno fisico utilizzato — l'interferenza — riguarda principalmente le onde *progressive*; ma è stato usato anche nei filtri meccanici, allo scopo di ottenere poli di attenuazione, sommando nello stesso punto del filtro due segnali che hanno compiuto percorsi diversi e quindi hanno fasi diverse.

Nei filtri « acustici » l'interferenza avviene generalmente negli elettrodi interdigitali, di entrata e di uscita. Il meccanismo dell'azione filtrante resta comunque quello usato nei comuni filtri a ritardo non ricorrenti. In questo caso la selettività è proporzionale al numero di elettrodi dei trasduttori interdigitali.

Nei filtri « ottici » l'interferenza si manifesta tra le onde luminose di un fascio coerente, come conseguenza di differen-

ze di percorso paragonabili alla lunghezza d'onda della luce impiegata. E' possibile realizzare anche filtri basati sull'impiego contemporaneo di onde elastiche (progressive o stazionarie) e di onde luminose: in tal caso le onde elastiche sono viste dalle onde luminose, in ogni istante, come se fossero ferme, data la grande differenza di velocità.

Vale la pena di ricordare, infine, che il procedimento ottico per filtrare un segnale mediante la trasformazione di Fourier (cioè per mezzo del corrispondente spettro) può essere utilizzato anche con le onde elastiche progressive; una soluzione basata sulle onde superficiali di Rayleigh e una lente a fossa (fig. 14) è stata proposta nel 1969 da T. van Duzer.

7. Conclusione

La rassegna che qui si conclude, evidentemente non è completa; mancano ad esempio tutti i filtri derivati dai filtri elettromagnetici — che accettano in entrata

un'onda elettromagnetica anziché una semplice corrente elettrica — come quelli che si basano sul tempo di propagazione lungo conduttori disposti opportunamente sulla faccia di un'adatta piastra isolante.

Per quanto breve e incompleta, tuttavia, questa rassegna basta già per vedere che effettivamente vi sono numerosi modi per filtrare un segnale elettrico, i quali, pur essendo profondamente diversi nelle soluzioni tecnologiche, si basano sempre su pochi fenomeni fisici: la risonanza, la ricorrenza e l'interferenza. La parte funzionale comune ai vari filtri si riconosce ancora meglio se si consi-

Fig. 11 - Filtro acustico a trasduttori interdigitali e diagramma relativo ad alcune disposizioni degli elettrodi: soluzione teorica (a), soluzione pratica corrente (b) e soluzione proposta da H.M. Gerard nel 1971 (c).

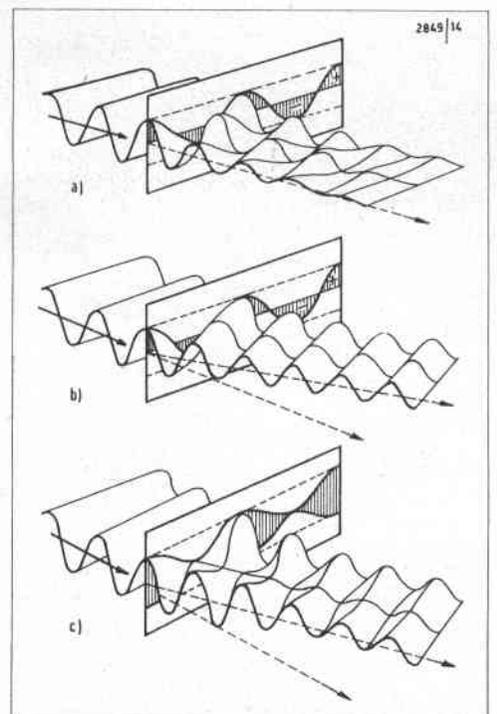
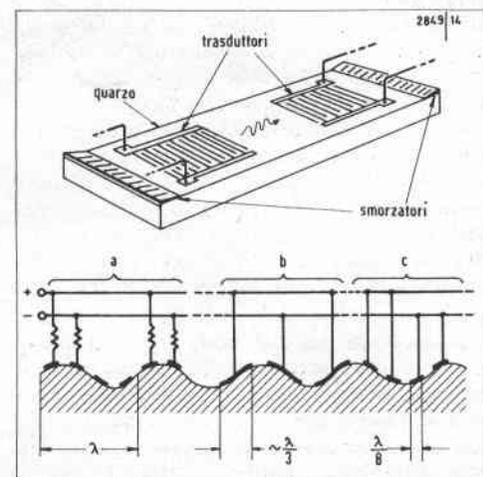


Fig. 12 - Forme d'onda relative all'estinzione del raggio luminoso diretto (a), alla formazione del raggio diffratto (b) e all'effetto della componente continua (c).

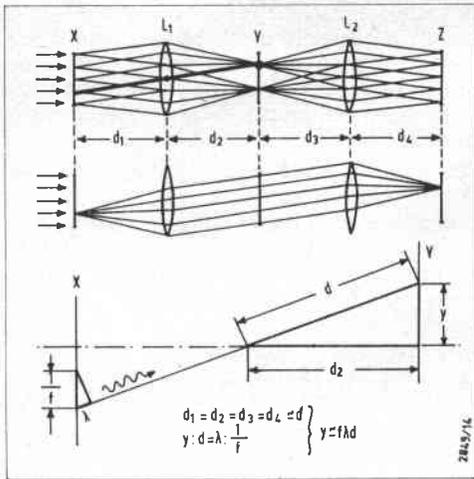
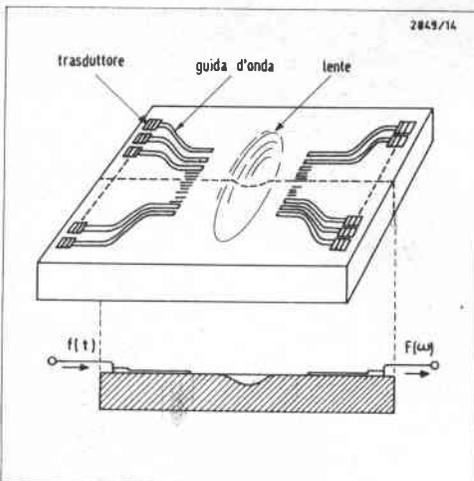


Fig. 13 - Diagramma schematico di un filtro ottico e delle relazioni geometriche esistenti tra i suoi elementi. Nel primo esempio il segnale d'entrata è una sinusoidale; nel secondo esempio è un impulso molto stretto.

Fig. 14 - Analizzatore di spettro a onde elastiche superficiali.



derano, da un punto di vista generale e riassuntivo, i tre indirizzi possibili per la loro sintesi. Il primo è quello di predisporre semplicemente la risposta impulsiva $g(t)$, in modo che il filtro esegua poi direttamente la convoluzione tra questa risposta e il vero segnale d'entrata; questa via viene seguita nei filtri a ritardo a convoluzione diretta, sia nella versione con linee elettriche di ritardo, sia nella versione mista a onde elastiche di Rayleigh.

Il secondo criterio è quello di predisporre direttamente la risposta spettrale $G(\omega)$, in quei tipi di filtri che eseguono al loro interno una doppia trasformazione di Fourier; tale è il caso dei filtri ottici e del filtro proposto da van Duzer.

Questi primi due criteri danno luogo a filtri basati sulla sola interferenza e rappresentano i due aspetti principali della sintesi diretta: uno relativo al tempo e l'altro alla frequenza.

Il terzo criterio, seguito in tutti gli altri tipi di filtri, è quello di ottenere la funzione di trasferimento voluta per mezzo di un numero modesto di componenti, scegliendo per essi la configurazione circuitale e i valori più opportuni. Questo è il caso dei filtri oggi più diffusi, cioè i filtri a bobine, i filtri RC attivi, i filtri digitali, i filtri piezoelettrici e i filtri meccanici. Tali filtri usano solo occasionalmente l'interferenza, ma si basano essenzialmente sulla risonanza (filtri a bobine e attivi) o sulla ricorrenza (filtri digitali, piezoelettrici e meccanici).

Possiamo quindi concludere, innanzitutto, che l'interferenza dà una maggiore libertà nella risposta ottenibile da un filtro (in ampiezza e fase) e semplifica la sintesi, ma non permette alte selettività (perché la Q dipende dal numero dei periodi del segnale contemporaneamente presenti nel filtro); mentre la risonanza e la ricorrenza permettono soprattutto una maggiore selettività (perché la Q è indipendente dal numero dei periodi presenti nel filtro), a spese di una minore libertà nella risposta e di una maggiore difficoltà di sintesi.

La seconda conclusione è che a tutti i filtri di maggiore impiego sono applicabili gli stessi metodi di sintesi sviluppati a suo tempo per i filtri a bobine. La teoria dei circuiti elettrici passivi e la sintesi dei quadripoli reattivi, frutto del lavoro

inestimabile di tanti ricercatori, restano ancora le basi per la progettazione dei filtri più moderni; anche se il nome di Cauer — il più importante di questi ricercatori — è sconosciuto a molti elettronici e non compare neppure di sfuggita nelle migliori enciclopedie.

Sebbene quasi tutti questi filtri più moderni siano nati allo scopo di eliminare le bobine, i classici filtri LC mantengono un campo di impiego notevole: ciò è dovuto ad alcuni particolari pratici molto semplici, come la possibilità di tarare le frequenze di risonanza delle varie sezioni del filtro mediante la vite di regolazione nelle singole bobine. Negli altri tipi di filtri la regolazione generalmente è più costosa oppure è impossibile.

Un giudizio conclusivo sui vantaggi e sugli svantaggi delle varie soluzioni andrebbe oltre lo scopo di questa rassegna; la stessa cosa vale per qualsiasi previsione sugli sviluppi futuri dei singoli tipi di filtro, che implicherebbe una previsione sul tipo e sulla quantità delle rispettive applicazioni.

Limitandoci invece a scegliere un filtro e un'applicazione, che esprimano semplicemente il livello raggiunto in questo campo della tecnica, non abbiamo difficoltà a prendere come esempio i filtri digitali usati per l'analisi dei segnali elettrici rivelati nei radiotelescopi. Tali filtri sono certamente tra i più moderni, essendo costituiti da potenti e velocissimi calcolatori elettronici; il genere di applicazione è quello della scienza pura, come può essere appunto l'astronomia; il segnale, comunque, è tutt'altro che moderno. Ed è una strana coincidenza che venga usato proprio un filtro a ritardo, come questo, per filtrare segnali che riceviamo con un ritardo di milioni di anni, a causa della sconfinata distanza delle sorgenti. Se ci fermiamo a pensare, inoltre, che probabilmente tale tecnica non è stata usata prima d'ora, né in questo né in altri pianeti, e che a ogni giorno che passa nuovi mezzi sempre più progrediti permettono di filtrare segnali di stelle sempre più lontane, ci accorgiamo che il doppio verso del tempo dà a questi segnali un significato particolare, nel quale la nostra mente si perde.

Perché ciascuno di essi rappresenta, di volta in volta, il primo segnale che mai sia stato filtrato.

L'impiego degli amplificatori operazionali integrati

G. Audisio

Gli amplificatori operazionali integrati trovano un vastissimo campo di impiego, nell'amplificazione dei segnali, nel controllo dei processi, nei filtri attivi ecc., ed in applicazioni non lineari come per esempio gli amplificatori logaritmici, i comparatori, i convertitori analogico - digitale e digitale - analogico, i generatori di funzioni non lineari ecc.

Con gli amplificatori operazionali si impiega una reazione negativa in modo tale che il guadagno a « ciclo chiuso » dell'amplificatore viene a dipendere esclusivamente dalla rete di reazione impiegata. In questa sede ci occupiamo del calcolo delle grandezze che interessano il funzionamento di un amplificatore operazionale reazionato facendo ricorso ad un metodo che ci sembra interessante per la sua semplicità.

1.1. Richiami di teoria sugli amplificatori reazionati.

Un amplificatore reazionato è rappresentabile come in fig. 1, dove μ è il guadagno a « ciclo aperto », ossia il guadagno dell'amplificatore in assenza di reazione, e β è la funzione di trasferimento della rete di reazione.

Il guadagno dell'amplificatore reazionato, ossia il guadagno a ciclo chiuso, è dato dalla formula:

$$G' = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} \quad (1)$$

Poniamo ora $F = 1 - \mu\beta$ ed osserviamo che F è la tensione che si localizza tra i punti P e P' quando si dia una tensione 1 a P' e si apra il circuito tra P e P' (si suppone che l'impedenza di ingresso dell'amplificatore sia molto grande in modo da non alterare il circuito), fig. 2. La quantità F viene indicata da vari autori come « feedback » o « return difference » o « loop gain ».

1.2. Definizioni.

Per un circuito che comprenda elementi attivi (tubi, transistori ecc.) si possono scrivere le equazioni alle maglie o ai nodi, queste ultime sono in numero minore delle equazioni alle maglie essendo $N - 1$, dove N è il numero dei nodi. Il Bode (2) fornisce la seguente definizione: la differenza di ritorno, o feedback, per un qualsiasi elemento in un circuito completo è eguale al rapporto dei valori assunti dal determinante del

circuito quando l'elemento specificato ha il suo normale valore e quando l'elemento specificato « svanisce ».

L'elemento specificato può essere, per esempio la transconduttanza di un tubo o di un transistor, in un circuito rispettivamente a tubi o a transistori, il feedback è calcolato allora rispetto a quel tubo o a quel transistor, che « svanisce » ossia che viene spento.

In base a questa definizione risulta:

$$F = \frac{\Delta}{\Delta_0}$$

1.3. Il teorema di Blackman

Le impedenze di un circuito attivo possono essere calcolate mediante il seguente teorema:

« Il rapporto delle impedenze viste in un qualsiasi punto di un circuito quando a un dato elemento W si assegnino due differenti valori è eguale al rapporto delle differenze di ritorno per W quando i terminali fra i quali è misurata l'impedenza sono dapprima cortocircuitati e poi aperti, se le differenze di ritorno sono calcolate in modo che il primo valore di W sia quello di funzionamento e il secondo quello di riferimento ».

Definizione: il valore di riferimento di un qualsiasi elemento è quel valore che dà trasmissione zero attraverso il circuito intero quando tutti gli altri elementi del circuito hanno il loro normale valore. Osserviamo quindi che se l'elemento considerato è per esempio un transistor esso dà trasmissione zero quando si annulli la sua transconduttanza.

In base a quanto esposto ci proponiamo di calcolare, facendo alcune ipotesi semplificative giustificate dalla pratica, tutti i parametri che interessano gli amplificatori operazionali.

2.1. Teoria fondamentale degli amplificatori operazionali

Nei paragrafi che seguono verranno calcolati i guadagni a ciclo chiuso, il feedback, le impedenze di ingresso e di uscita nelle due configurazioni circuitali che sono attuabili con gli amplificatori operazionali integrati: invertente e non-invertente. Ricordiamo infatti che un amplificatore operazionale ha due ingressi denominati appunto invertente e non-invertente input a seconda che il segnale di uscita risulti sfasato di 180° o sia in fase

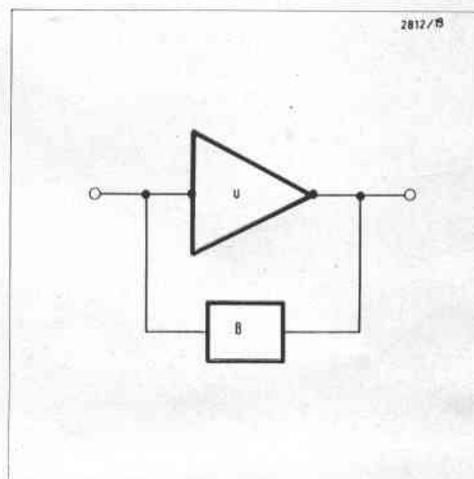
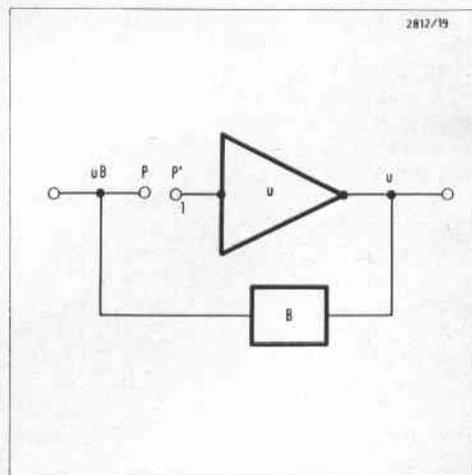


Fig. 1 - Amplificatore reazionato.

Fig. 2 - Calcolo del « feedback ».





con quello di ingresso. Nelle figure tali ingressi sono stati indicati con i simboli (-) e (+).

La prima ipotesi semplificativa riguarda la corrente di uscita I_o , che si ritiene eguale a zero o , il che è lo stesso, si suppone la resistenza di carico R_c infinita. In pratica l'errore è piuttosto piccolo se R_c è di 1000 o meglio 2000 Ω .

Se l'amplificatore differenziale da noi impiegato richiede una corrente di polarizzazione non trascurabile per ciascun ingresso sarà necessario che le resistenze, ovvero le parti reali delle impedenze, che collegano i due ingressi a massa, siano eguali, in tal modo i due ingressi avranno la stessa tensione continua di polarizzazione.

L'impedenza Z_g della fig. 3 comprende l'impedenza interna del generatore di segnale e l'eventuale impedenza del circuito di reazione.

Le impedenze Z_i e Z_{oi} indicano rispettivamente le impedenze « intrinseche » di ingresso e di uscita dell'amplificatore operazionale. Il simbolo $A(f)$ rappresenta il guadagno a ciclo aperto che dipende dalla frequenza.

2.2. Configurazione inverting. Calcolo del feedback

Per semplicità invece di scrivere le equazioni del circuito di figg. 3-4 applichiamo il metodo seguente. Apriamo il circuito in P' e applichiamo in ingresso la tensione 1, avremo in uscita la tensione:

$-1 \cdot A(f)$ il feedback riporta in ingresso tensione:

$$\mu\beta = - \frac{1 \cdot A(f)}{Z_g + Z_f} Z_g \quad (*)$$

(*) Per non alterare il circuito aperto in $P - P'$ si dovrebbero considerare gli elementi tratteggiati in fig. 4, ma il parallelo tra Z_g e $(Z_i + R_r)$ risulta $\cong Z_g$ perchè Z_i è molto maggiore di Z_g ; inoltre Z_{oi} è trascurabile.

Risulta quindi:

$$F = 1 + \frac{A(f)}{Z_f + Z_g} Z_g =$$

$$= 1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Z_f}{Z_g}} \cong \frac{A(f)}{1 + \frac{Z_f}{Z_g}}$$

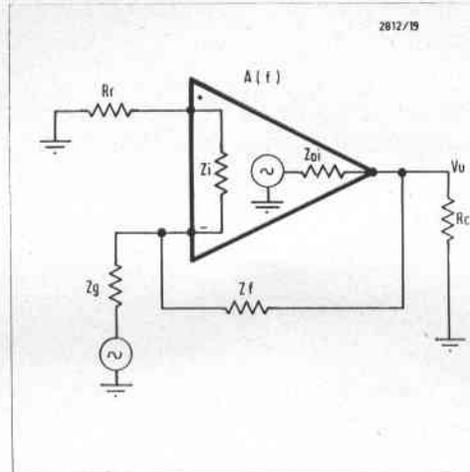


Fig. 3 - Amplificatore operazionale.

2.3. Configurazione inverting. Guadagno a ciclo chiuso

Risulta:

$$A'(f) = \frac{-A(f)}{F} = - \frac{1 + \frac{Z_f}{Z_g}}{A(f)} \cdot A(f) =$$

$$= - \left(1 + \frac{Z_f}{Z_g} \right) \cong - \frac{Z_f}{Z_g}$$

relazione che viene praticamente usata per il calcolo del guadagno a ciclo chiuso.

2.4. Configurazione inverting. Impedenza di ingresso

L'impedenza di ingresso si calcola con il teorema di Blackman.

$$Z'in = Zin \frac{F(0)}{F(\infty)} \quad (2)$$

Zin va calcolata con il componente attivo, nel nostro caso l'amplificatore operazionale, spento (fig. 5).

$Zin = (Z_i + R_r) // (Z_f + Z_{oi}) \cong Z_i$; con $Z_f \gg Z_i$

Con il simbolo // si è indicato il parallelo. Per il calcolo di $F(0)$ si deve cortocircuitare l'ingresso, in questo caso, risulta allora $A(f) = 0$, com'è evidente, per cui:

Fig. 4 - Calcolo del feedback per la configurazione inverting.

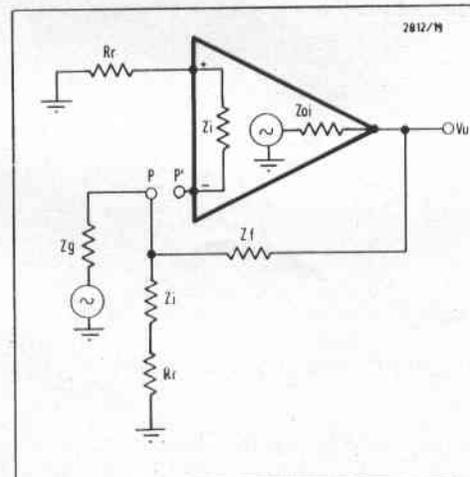
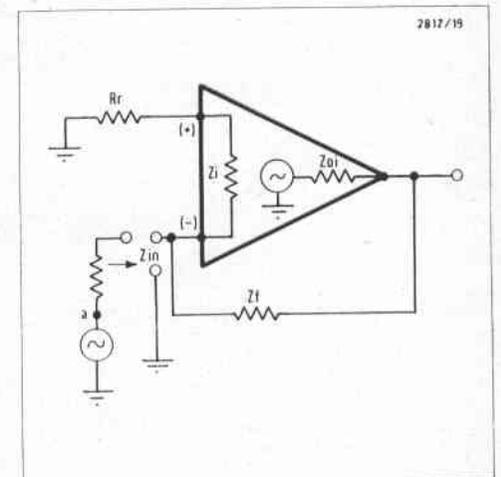


Fig. 5 - Calcolo dell'impedenza di ingresso per la configurazione inverting.



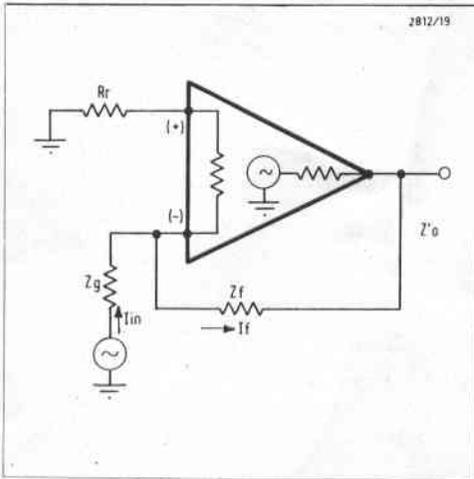


Fig. 6 - Calcolo dell'impedenza di uscita. Massa virtuale.

$F(0) = 1$.
Per $F(\infty)$ l'ingresso risulta aperto per cui si ha:

$$F(\infty) = 1 + \frac{A(f)}{Z_f} \cong \frac{A(f)}{Z_f} Z_g$$

L'impedenza vista dal generatore, ossia dal punto « a », (fig. 5), risulta

$$Z''in = Z_g + Z_i \frac{Z_f}{Z_g A(f)} \cong Z_g \quad (3)$$

per $A(f)$ che tende all'infinito.

2.5. Configurazione invertente. Impedenza di uscita.

Applicando ancora il teorema di Blackman (fig. 6) abbiamo:

$$Z'o = Z_o \frac{F(0)}{F(\infty)}$$

dove $Z_o = Z_{oi}$.

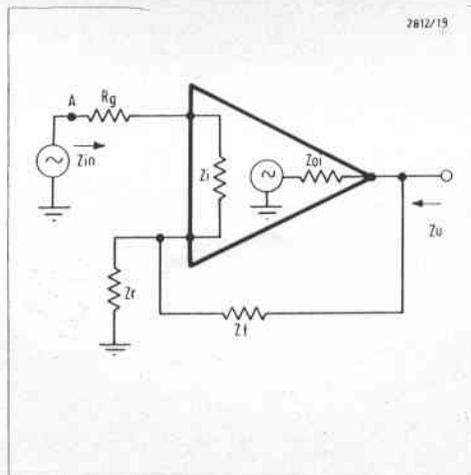
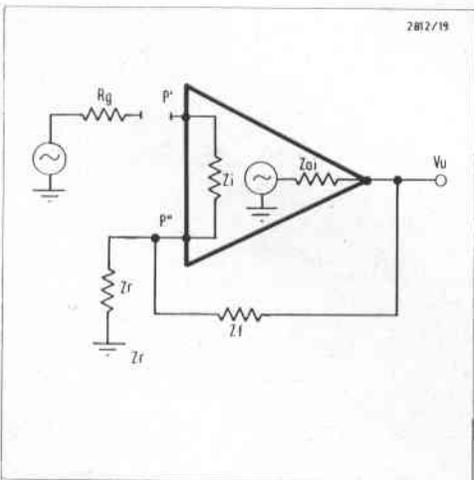
Se cortocircuitiamo l'uscita, si ha $F(0) = 1$

viceversa $F(\infty) = 1 + \frac{A(f) Z_g}{Z_f + Z_g}$

Risulta quindi:

$$Z'oi = Z_{oi} \frac{1}{1 + \frac{A(f)}{Z_f + Z_g} Z_g} = \frac{Z_f}{1 + \frac{Z_f}{Z_g}} = Z_{oi} \frac{Z_f}{A(f)}$$

Fig. 7 - Calcolo del feedback.



che è l'equazione classica, essa dimostra che l'impedenza di uscita tende a zero per $A(f)$ che tende ad infinito.

Possiamo verificare la formula ottenuta per il guadagno a ciclo chiuso utilizzando il risultato ottenuto per l'impedenza di ingresso. Abbiamo infatti, per la (3): $Z''in = Z_g$. Ciò significa che l'ingresso (-) è a zero volt ossia costituisce una « massa virtuale ». In base a questa osservazione possiamo scrivere (fig. 6):

$$Iin = \frac{V_{in}}{Z''in} = \frac{V_{in}}{Z_g} = \frac{-V_u}{Z_f}$$

dove V_u è la tensione di uscita. Con semplici passaggi otteniamo:

$$\frac{V_{in}}{Z_g} = -\frac{V_u}{Z_f}$$

che è la formula (§ 2.3) ottenuta per il guadagno a ciclo chiuso.

3.1. Configurazione non-invertente. Calcolo del feedback

Applichiamo ora (fig. 7) il segnale in P' , otteniamo in uscita il segnale $V_u = 1 \cdot A(f)$, se 1 è il valore della tensione di ingresso. Nel punto P'' si ha la tensione (con le solite approssimazioni):

$$\frac{1 \cdot A(f)}{Z_f + Z_r}$$

il valore di F è:

$$F = 1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} = \frac{A(f)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} \quad (4)$$

3.2. Configurazione non-invertente. Guadagno a ciclo chiuso

Il guadagno a ciclo chiuso si ottiene facilmente:

$$A'(f) = \frac{V_u}{V_i} = \frac{A(f)}{F}$$

sostituendo il valore di F dato dalla (4) si ha:

$$A'(f) = 1 + \frac{Z_f}{Z_r}$$

per $A(f)$ che tende ad infinito.

Fig. 8 - Calcolo dell'impedenza di ingresso.

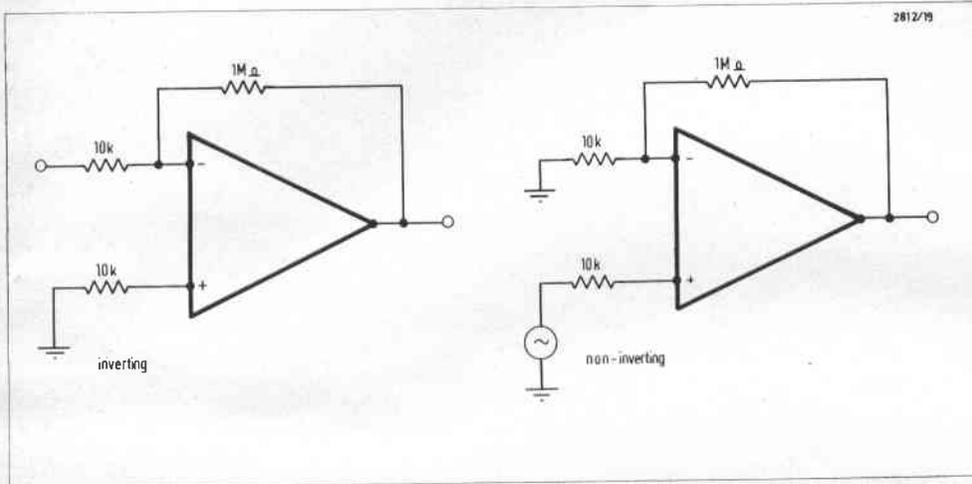
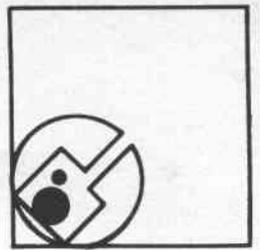


Fig. 9 - Esempi di calcolo di guadagno a ciclo chiuso.

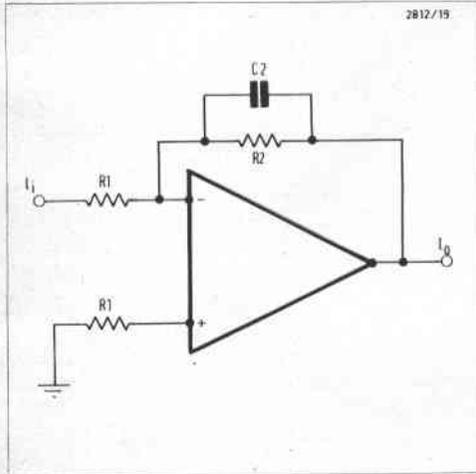


Fig. 10 - Amplificatore passa basso.

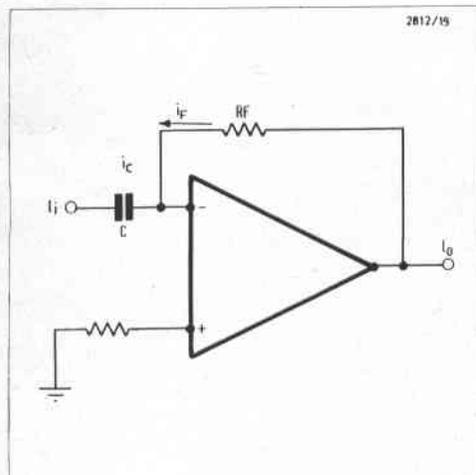


Fig. 11 - Differenziatore.

3.3 Configurazione non-invert-ing. Impedenza di ingresso.

Con le solite approssimazioni risulta (fig. 8) $Z_{in} \cong Z_i$.

Procedendo come nei casi già visti, calcoliamo l'impedenza di ingresso vista dal generatore. $F(0)$ si calcola mettendo il punto A a massa per cui risulta $F(0) = F$, infatti il loop non viene alterato.

Aperto il circuito tra A e massa per calcolare $F(\infty)$, cade il significato di amplificatore differenziale per cui abbiamo $F(\infty) = 1$.

Sostituendo nella (2) i valori di $F(0)$ e di $F(\infty)$ appena calcolati si ottiene:

$$Z'_{in} = Z_i \left[1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} \right]$$

3.4 Configurazione non-invert-ing. Impedenza di uscita.

Procedendo come nel caso precedente, osserviamo che:

$Z_o = Z_{oi}$; $F(0) = 1$; infatti è calcolato con l'uscita in corto circuito, mentre si ha $F(\infty) = F$, essendo il circuito di uscita aperto.

Applichiamo ora la (2), risulta:

$$Z_o = Z_{oi} \left[\frac{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}{A(f)} \right]$$

È questa la classica espressione della impedenza di uscita ed è identica a quella trovata per la configurazione inverting.

4.1. Esempi.

I risultati ottenuti nei paragrafi precedenti vengono ora applicati nei seguenti esempi:

Inverting amplifier (fig. 9), con le formule del § 2.3 si ottiene:

$$A'(f) = \frac{1 \text{ M}}{10 \text{ k}} = 100$$

$$Z'_{in} = 10 \text{ k.}$$

Non-inverting amplifier (fig. 9).

$$A'(f) = 1 + \frac{R_f}{R_r} = 1 + \frac{1 \text{ M}}{10 \text{ k}} = 101.$$

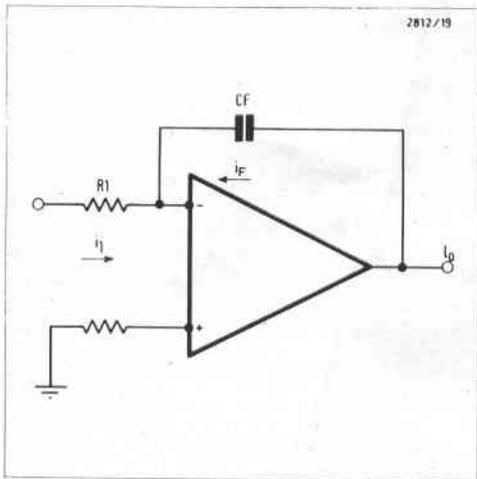
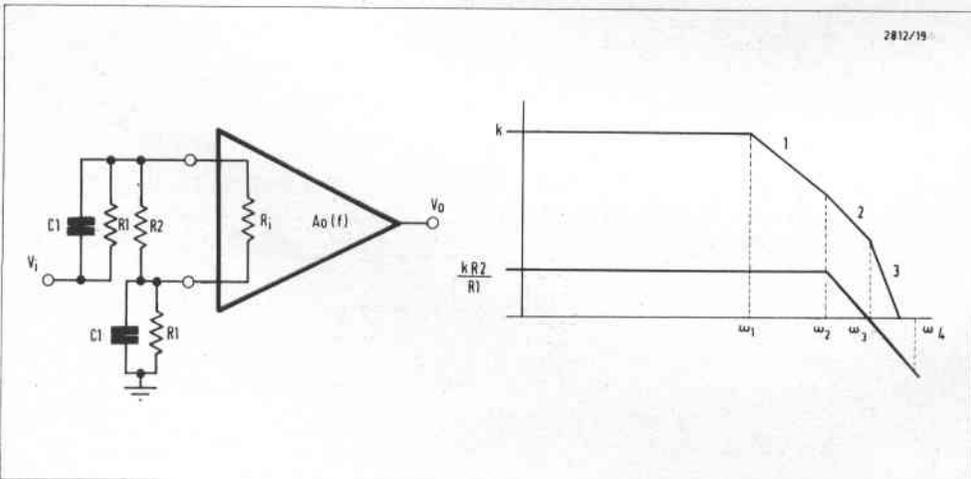
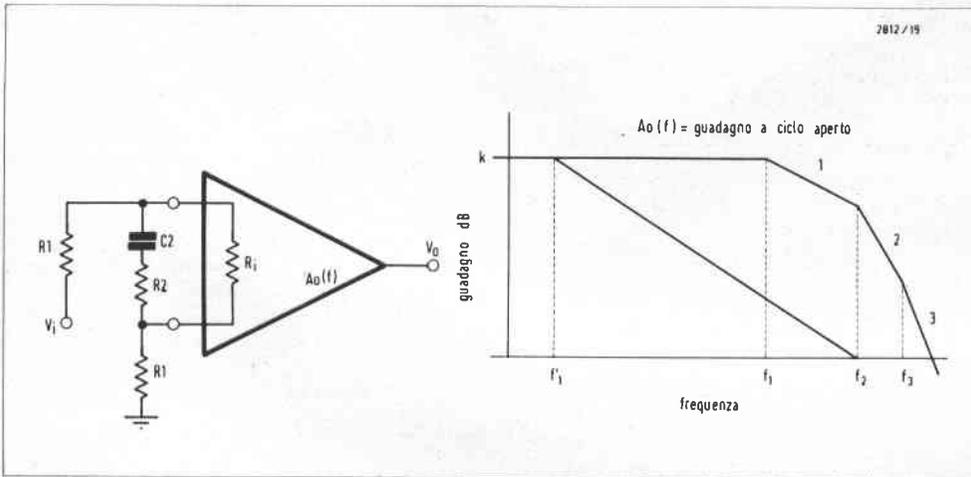


Fig. 12 - Integratore.

Fig. 13 - Compensazione di fase di un amplificatore operazionale ottenuto mediante modificazione di guadagno a ciclo aperto tramite un circuito inserito in parallelo ai terminali di ingresso.

Fig. 14 - Compensazione di fase ottenuta mediante modificazione della impedenza di ingresso.



Amplificatore passa basso

Dalle formule del 2.3 si ha nel caso della fig. 10

$$A'(f) = - \frac{Zf}{R_1}$$

$$Zf = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} = \frac{R_2}{1 + sR_2 C_2}$$

con $s = j\omega$

$$V_0 = - \frac{V_{in}}{R_1} \cdot \frac{R_2}{1 + sR_2 C_2}$$

ponendo ora:

$$A_0 = - \frac{R_2}{R_1}$$

si ottiene:

$$A'(f) = \frac{A_0}{1 + sR_2 C_2}$$

Il guadagno a -3 dB si ha quando

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

infatti in questo caso risulta:

$$|A|_{-3 \text{ dB}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

Differenziatore

Dal circuito della fig. 11 si ricava:

$$i_c = C \frac{de_1}{dt}$$

ed essendo il punto (-) una massa virtuale, si ha: $i_c + i_f = 0$ ed inoltre $e_0 = i_f R_f = -i_c R_f = -C R_f (de_1/dt)$
 $e_0 = -s C R_f e_1 = -s \tau e_1$ con $\tau = C \cdot R_f$.

Integratore

Applicando il procedimento del paragrafo precedente alla fig. 12 si ottiene:

$$i_1 = \frac{e_1}{R}$$

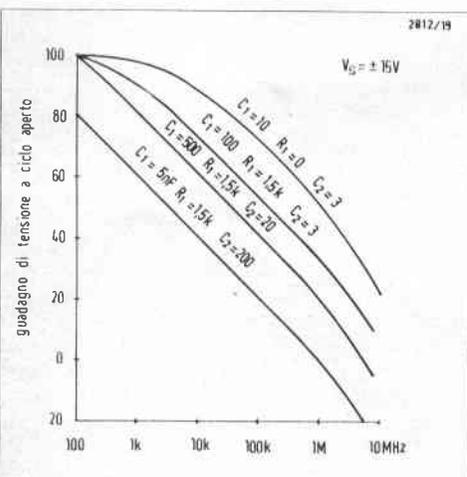
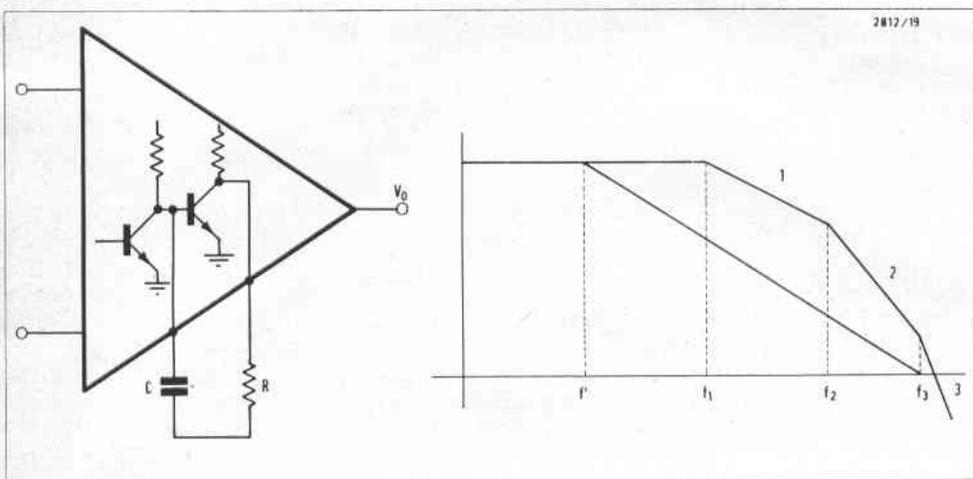
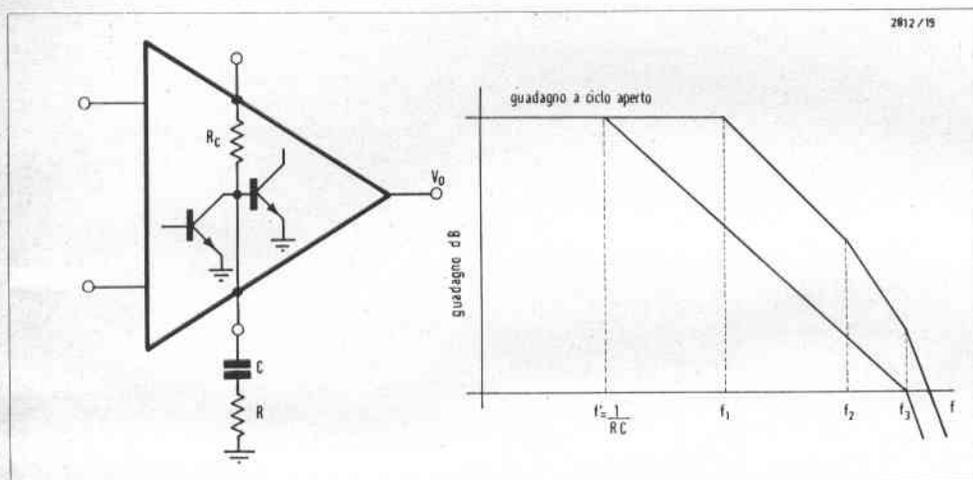
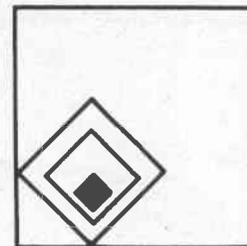


Fig. 15 - Compensazione di fase ottenuta modificando la risposta a ciclo aperto.

Fig. 16 - Compensazione di fase ottenuta modificando la risposta a ciclo aperto e utilizzando l'effetto Miller.

Fig. 17 - Risposta a ciclo aperto (open-loop) per diversi valori della compensazione.

$$i_f = C \frac{de_0}{dt}$$

$$i_f + i_1 = 0$$

per cui

$$-C \frac{de_0}{dt} = \frac{e_1}{R}$$

e quindi:

$$e_0 = -\frac{1}{RC} \int e_1 dt = -\frac{e_1}{sT}$$

5.1. La stabilità degli amplificatori operazionali

Come in tutti gli amplificatori reazionati anche negli operazionali integrati occorre controllare la fase della reazione in modo che il feedback non diventi positivo alle alte frequenze provocando l'instabilità dell'amplificatore.

Nell'industria si applica la regola seguente, che consente di stabilire se un amplificatore è stabile oppure no: per una configurazione incondizionatamente stabile la caratteristica ideale del feedback $1 + Z_f/Z_r$ deve intersecare la risposta a ciclo aperto $A(f)$ ad una pendenza minore di 12 dB per ottava. Risulta opportuno, specie nel caso di parametri concentrati, limitarsi ad una pendenza di 6 dB per ottava.

5.2. Tecniche di compensazione di fase

Per compensare l'eccessiva variazione di fase alle alte frequenze, si fa ricorso alla modifica di uno o più dei seguenti parametri:

- 1) guadagno a ciclo chiuso $1 + Z_f/Z_r$;
- 2) impedenza di ingresso a ciclo aperto Z_i (fig. 13 e Fig. 14);
- 3) guadagno a ciclo aperto $A(f)$.

Il metodo più usato è il 3) in cui si effettua una modifica interna del guadagno a ciclo aperto introducendo una frequenza d'angolo, mediante il circuito RC (fig. 15) oppure sfruttando l'effetto Miller (fig. 16) che consente di ridurre il valore della capacità.

I « data sheets » forniscono, in genere, i valori di R e di C e la relativa risposta in frequenza a ciclo aperto (figg. 17-18-19).

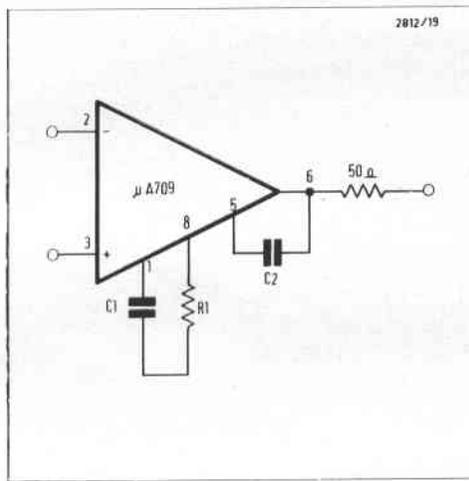
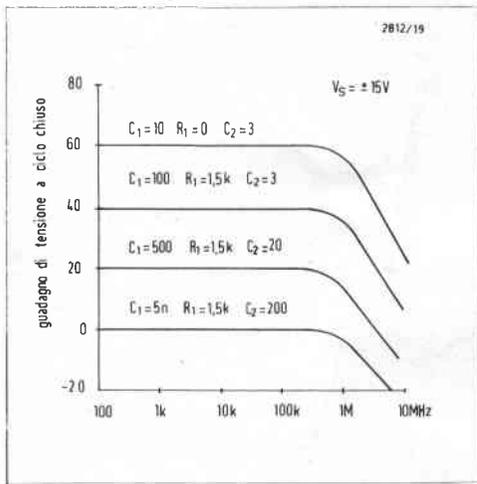


Fig. 18 - Risposta in frequenza per diversi valori del guadagno a ciclo chiuso.

Fig. 19 - Compensazione di fase per il $\mu A709$. Le figg. 17 e 18 si riferiscono a questo circuito.

Bibliografia

1. Application note ICAN5290 RCA: Integrated Circuits Operational Amplifiers.
2. Bode: Network Analysis and Feedback Amplifiers Design. Van Nostrand N. York 1945.
3. Application of CA3080 and CA3080A High Performance Operational Transconductance Amplifiers. RCA.
4. C. Bottazzi: Introduzione alla tecnica operativa. Philips ELCOMA.
5. The application of linear microcircuits SGS.

Pesatura elettronica per il centro Italsider di Taranto

La Philips S.p.A. ha acquisito una importante commessa per la fornitura di sistemi di pesatura elettronica per il caricamento automatico dell'altoforno n. 5 del Centro Italsider di Taranto.

L'altoforno n. 5, la cui parte di caricamento è completamente progettata e costruita dalla Società Italiana Impianti di Genova che cura anche il coordinamento e la progettazione di tutto l'altoforno, con la prevista potenzialità di 10 mila tonnellate di ghisa prodotte al giorno, sarà uno dei più grandi in Europa e nel mondo.

La pesatura e il controllo automatico dei materiali che servono per la preparazione della ghisa — premessa indispensabile per ottenere un prodotto dalle qualità rigidamente stabilite mediante una certa ricetta o formulazione — avviene tramite 13 tramogge (ciascuna di portata 20-100 tonnellate) e su bilancia a nastro.

Sotto gli appoggi di ogni tramoggia tre celle di carico convertono direttamente il peso in una tensione elettrica con una precisione migliore dello 0,2%.

L'indicazione del peso viene altresì fornita sotto forma numerica nella sala di controllo posta a mezzo chilometro di distanza.

Queste apparecchiature andranno ad aggiungersi ad altre analoghe già installate nel medesimo Centro per gli altoforni n. 1 e 4.

Demodulatore sincrono per ricevitori TV con inversione dei punti bianchi

In un ricevitore TV la demodulazione sincrona della radio frequenza video rappresenta un notevole passo innanzi nel progetto del circuito, ma è applicabile solamente se si usano circuiti integrati. La Philips, a completamento dei

circuiti « jungla » TBA 890/900 e TBA 500, ha ora prodotto il demodulatore sincrono TCA 540 (per l'uso con il TBA 920 è preferibile il già noto TCA 270).

Usando il metodo della demodulazione sincrona, gli impulsi di rumore appaiono sullo schermo sotto forma di puntini bianchi. Il TCA 540 ha incorporato un invertitore dei puntini bianchi che serve per la rivelazione degli impulsi di rumore; per la loro inversione e per la riconversione al livello di nero. Il circuito contiene anche un amplificatore video e produce un segnale di controllo automatico di frequenza per il sintonizzatore. La rigenerazione della portante si ottiene passivamente filtrando e limitando il segnale di ingresso.

Con il TCA 540 si può ottenere una demodulazione con elevatissima linearità ($m > 0,95$) e modesto sfasamento differenziale. Di conseguenza, il prodotto di intermodulazione del circuito è piccolo. Grazie alla elevata linearità di questo demodulatore è richiesto un solo canale di demodulazione. Si può anche ridurre il numero delle « trappole » e dei circuiti di accordo e non è richiesto lo « screening ».

Nuovi sviluppi del triac

R. Berlioux - a cura di G. Rebora

Questo dispositivo, apparso di recente, ha già occupato un posto molto interessante nel campo dell'elettronica industriale risolvendo e semplificando la maggior parte dei problemi tecnici inerenti al controllo di apparecchiature. In queste brevi note si citano applicazioni relative all'impiego dei « Triac »; esse vogliono essere appunto delle semplici idee.

Comando dei trasformatori monofase o trifasi

Si può effettuare la commutazione di un trasformatore o dal lato del primario o dal lato del secondario. In questo secondo caso il problema si semplifica e si riconduce al comando di un « Triac » su di un carico generico.

Nel primo caso, quello del primario, la questione è più complessa e richiede alcune precauzioni supplementari. In realtà se non si tiene conto del punto della sua inserzione, in relazione alla fase della tensione di alimentazione, si può distruggere il dispositivo stesso per sovraccarico. L'origine del fenomeno è doppia: il formarsi della corrente di magnetizzazione, che può essere da 5 a 10 volte maggiore della corrente normale dipendendo ciò dal tipo di costruzione del trasformatore; isteresi residua del circuito magnetico dovuta all'apertura precedente del circuito. Per liberarsi da questi due problemi occorre comandare il « triac » al massimo della tensione della fase relativa (corrente magnetizzante minima) e nel senso opposto (positivo o negativo) rispetto all'apertura precedente del circuito.

Queste condizioni possono essere realizzate mediante una logica appropriata (Fig. 1), le cui funzioni sono:

- formazione di segnali legati alla fase della rete;
- circuiti di sincronizzazione fra le fasi nel caso trifase;
- oscillatore generatore di impulsi;
- circuito di modulazione degli impulsi;
- circuito di adattamento;
- amplificatore a transistori;
- trasformatore di isolamento del segnale di comando.

Si noti che questo principio è valevole sia nel caso monofase, sia nel caso trifase e che consente, al momento della chiusura circuitale, di eliminare tutte le sollecitazioni elettriche, tuttavia i comandi di innesco dovranno essere adatti ad un carico con « $\cos \phi$ » assai basso, per fare ciò si manterranno i segnali di comando durante tutta la durata desiderata di conduzione.

In un modo del tutto generale, l'utilizzazione di un inseritore statico con logica di comando può giustificarsi dal punto di vista economico, poiché esso evita di sovradimensionare il trasformatore, gli organi di protezione e l'interruttore statico.

Comando di motori lineari con regolazione della velocità di spostamento

L'associazione del motore lineare e dell'interruttore statico è particolarmente felice. Al momento della sua inserzione le intensità dei parametri in giuoco non raggiungono valori particolarmente alti, la qual cosa permette di dimensionare l'interruttore sulle caratteristiche nominali del motore senza particolari precauzioni.

Contemporaneamente, l'interruttore statico permette la possibilità di una regolazione della velocità variando il fattore di utilizzazione (fig. 2a). Una logica appropriata permette di alimentare il motore con un numero di cicli di corrente determinato e legato al segnale di errore (fig. 2/b). Operando con cicli completi e adattando la frequenza fondamentale all'inerzia del carico, si può ottenere una regolazione della velocità di spostamento dell'induttore o del carico senza creare perturbazioni radioelettriche e di nuovo apprezzabili.

Comando di motori asincroni

La difficoltà maggiore che si può incontrare nel comando di motori asincroni sono le sollecitazioni elettriche che si generano al momento della sua inserzione. Non vi sono semplici soluzioni, che permettano di risolvere questo problema per i motori con il rotore in cortocircuito.

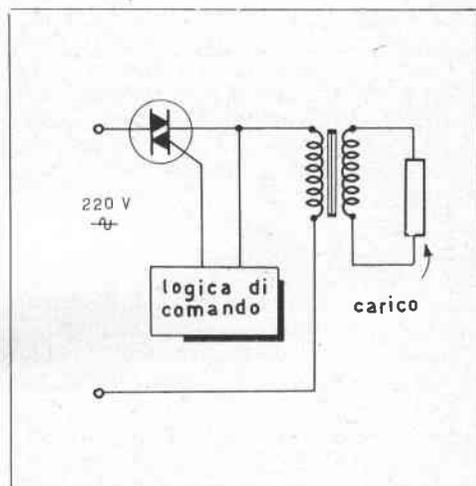
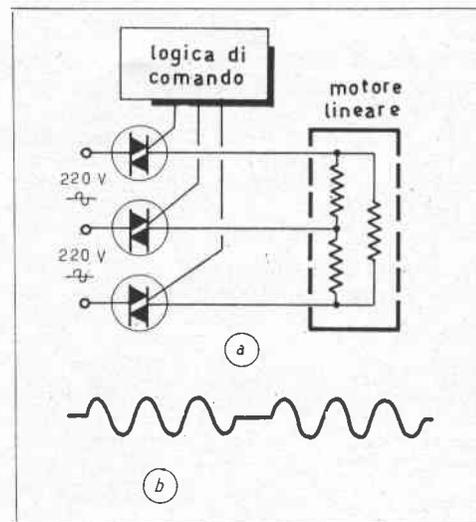


Fig. 1 - Una logica di comando permette di far funzionare il Triac al punto di massima tensione.

Fig. 2 - Schema di regolazione della velocità di un motore lineare (a) una logica appropriata permette di sottoporre il motore ad un numero di cicli di corrente determinanti e variabili in funzione del segnale di errore.



Si deve quindi aumentare le dimensioni degli elementi, ciò che rende la soluzione talvolta costosa. Essa è tuttavia interessante allorché il motore è comandato frequentemente o quando si voglia eseguire una frenatura ed una inversione di moto in un tempo assai breve.

Lo schema di fig. 3 rappresenta un inverter statico del tipo « tutto o niente » il cui comando si compone fondamentalmente di un oscillatore non sincronizzato e di due « Triac », uno per ciascun senso di rotazione. La frequenza degli impulsi di comando deve essere sufficientemente elevata per sganciare correttamente su di un carico a basso « $\cos\phi$ ».

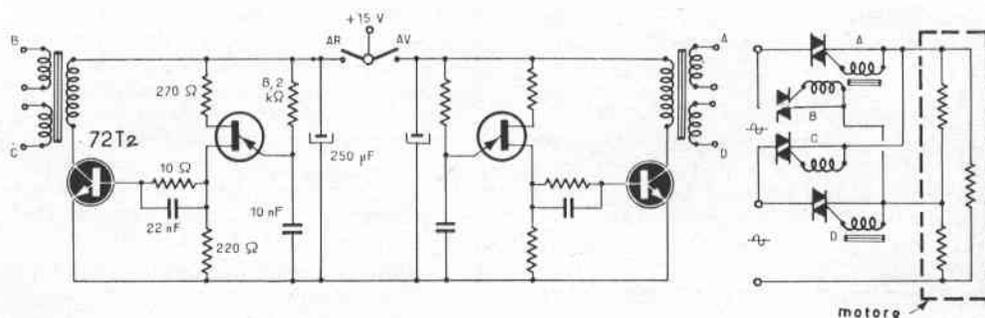


Fig. 3 - Un motore è qui comandato da un oscillatore e da due Triac costituenti un inverter statico « tutto o niente ».

Trasformazione di tensione

Quando il carico lo permette, cioè a dire se la costante di tempo termica o meccanica è superiore al periodo, è possibile realizzare semplicemente un trasformatore di tensione a « triac ».

Lo schema si compone di un interruttore sincrono, che permette il passaggio di corrente ad es. per una alternanza su tre. Si può così ottenere da una tensione di 220 V una tensione di 127 V. Questo procedimento è utilizzabile essenzialmente per carichi resistivi.

Regolazione della temperatura

Direttamente derivato dal principio di comando sincrono della tensione e del trasformatore di tensione, il riscaldamento elettrico offre un vasto campo di scelta all'utilizzazione dei « Triac ». Le applicazioni possono trovarsi tanto nella regolazione di temperatura di contenitore che nel riscaldamento domestico.

L'elemento sensibile utilizzato è un termistore, che forma un partitore di tensione con un potenziometro di regolazione, e la variazione di tensione è applicata alla base di un transistor amplificatore. A partire dalla soglia di tensione data, prelevata sul collettore di quest'ultimo, si comanda un circuito a scatto di Schmitt. La precisione di regolazione che si ottiene è dell'ordine di $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

Variazione della potenza per comando d' fase

Tale procedimento permette una variazione, se non proprio lineare, continua della potenza controllata. Se indichiamo con P_L la potenza disponibile sulla resistenza di carico R_L si può scrivere:

$$P_L = \frac{I}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_L R_L d(\omega t)$$

ove α è l'angolo di ritardo della conduzione del dispositivo. Se trascuriamo la caduta di tensione nel 'triac' si ha:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \text{sen } \omega t$$

essendo V_L la tensione di picco dell'alimentatore. Si può quindi scrivere che la potenza massima P_M per $\alpha = 0$ è:

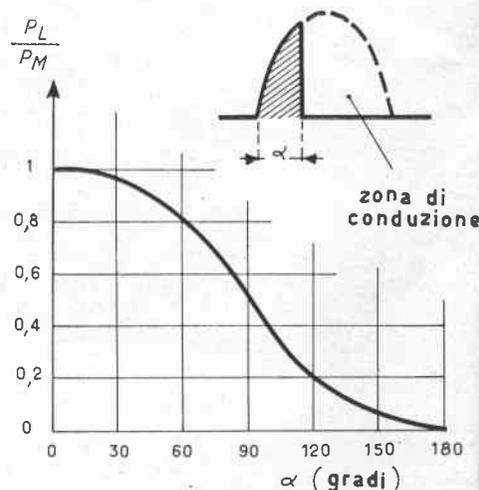
$$P_M = \frac{1}{2} \frac{V_L^2}{R_L}$$

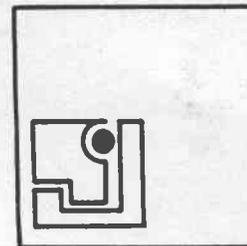
ed il rapporto fra P_L e P_M è:

$$\frac{P_L}{P_M} = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) + \left(\frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}\right)$$

Questo rapporto indicato in fig. 4, espresso in funzione dell'angolo di ritardo dà un'idea della legge di variazione. Il vantaggio del controllo di fase rispetto

Fig. 4 - Variazione del rapporto potenza disponibile P_L potenza massima P_M in funzione dell'angolo di accensione.





al comando sincrono risiede nella grande semplicità e nella progressività della regolazione.

Variazione della velocità dei motori

Nel campo degli elettrodomestici la variazione della velocità dei motori con eccitazione serie è la più usata. La maggiore difficoltà è il mantenere costante la velocità, prefissata allorché la coppia resistente varia.

Certi sistemi permettono una reazione basandosi sulla forza controelettromotrice di indotto, ma la compensazione così ottenuta è assai scarsa. Questo tipo di impiego, dove il prezzo di vendita è basso, non può giustificare le soluzioni tecniche più elaborate che sono l'impiego della tachimetrica e dei circuiti in reazione.

Ci si limita, in genere, al semplice circuito di controllo della potenza con «diac» per le seguenti applicazioni:

- trapani elettrici,
- macchine da cucire,
- miscelatori, frullatori e altri apparecchi per cucina.

Là dove occorre una compensazione della velocità è assai più interessante e più semplice realizzare un circuito con un solo thyristore, la qual cosa permette di utilizzare l'informazione della forza controelettromotrice di indotto durante il periodo nel quale il thyristore non conduce. Nel settore industriale si sono realizzate apparecchiature che consentono di limitare le coppie di avviamento dei motori asincroni. Una variazione progressiva dell'angolo di accensione permette un'accelerazione controllata. Se la coppia resistente subisce grandi variazioni, è necessario regolare l'aumento della velocità mediante un circuito di controreazione comprendente una TACHIDINAMO.

Lo schema di fig. 5 rappresenta questo tipo di montaggio, senza però la regolazione di velocità. L'utilizzazione di una logica permette di ottenere dei cicli di accelerazione, di regolazione della velocità, di frenatura progressiva, mediante inversione di fase a reversibilità del senso di rotazione.

Per realizzare queste funzioni, il circuito

non si complica eccessivamente, ma costa molto e non dipende dalla potenza controllata.

L'associazione logica « Triac » offre nuove possibilità per l'automatismo industriale.

Variazione e regolarizzazione dell'intensità luminosa

La regolazione dell'intensità luminosa di una lampada ad incandescenza può essere ottenuta mediante lo schema di innesco di un triac tramite un diodo « DA3 ». In certi casi si può, allo scopo di mantenere un livello di illuminazione costante, legare l'angolo di fase della conduzione all'illuminazione ambiente. In questi casi è possibile realizzare lo schema di figura 6 nel quale la cellula fotoelettrica è posta in parallelo alla capacità di innesco ed in tal modo regola la tensione della lampada in funzione dell'illuminazione ambiente.

Variazione di potenza nel caso di trasformatori

Più sopra si è descritto il principio dell'interruttore statico inserito sul primario del trasformatore. Una modifica del comando permette di far variare l'istante di innesco rispetto alla fase della rete e quindi di poter variare la tensione secondaria del trasformatore e con ciò la potenza sul carico.

L'utilizzazione dei « triac » al posto di due thyristori in montaggio « schiena-schiena », può essere interessante nel campo della piccola potenza e soprattutto nella corrente monofase. Nei sistemi trifasi si possono utilizzare tre moduli di comando e mescolare gli impulsi di uscita nei trasformatori di impulso come è rappresentato in fig. 3 per i motori asincroni. Questo procedimento può non essere adatto nel caso di trasformatori il secondario dei quali lavora a vuoto a causa di un « $\cos\phi$ » molto basso. In questo caso bisogna prevedere uno stadio intermedio, che trasformi gli impulsi di comando in segnali rettangolari allo scopo di assicurare un comando equilibrato per le tre fasi.

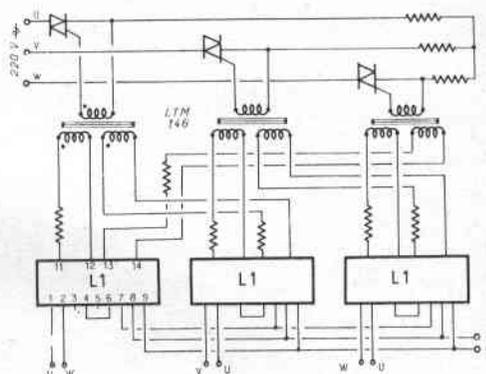


Fig. 5 - Schema di un variatore di velocità del motore, nel quale l'aumento di velocità non è regolato.

Fig. 6 - Circuito che permette di far variare l'intensità luminosa di una lampada ad incandescenza.

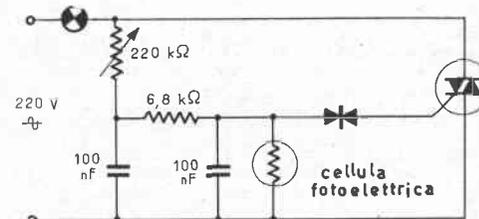
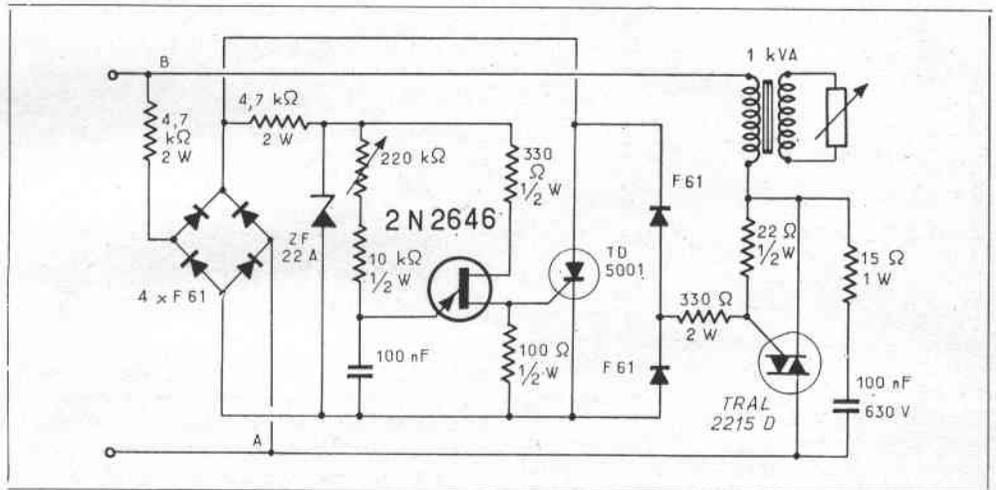


Fig. 7 - Circuito che permette la variazione di potenza al secondario di un trasformatore monofase.



A scopo di esempio la fig. 7 illustra uno schema atto alla variazione di potenza per un monofase. Allo scopo di prolungare l'impulso di scatto, ciò che è richiesto da un carico induttivo, l'utilizzazione di un thyristore ausiliario permette di mantenere la corrente nella porta del « triac » durante il periodo di conduzione desiderato.

Le precauzioni segnalate per l'utilizzazione degli interruttori statici restano valide per quanto riguarda l'inserzione del trasformatore.

Fra le applicazioni del « Triac » come variatore di potenza ricordiamo le regolazioni di tensione o di corrente che non sono altro che una extrapolazione della regolazione su di un trasformatore. Mediante tale metodo è possibile ottenere delle alimentazioni a bassa tensione secondaria forti correnti, o alte tensioni e deboli cadute, con un grado di regolazione che può raggiungere lo 0,5% per variazioni del $\pm 15\%$ della tensione di rete.

Circuiti antiparassiti e filtraggio

E' assai difficile parlare dei « Triac » impiegati in controllo di fase senza parlare del problema degli antiparassiti. Ciò si è particolarmente manifestato quando questi dispositivi sono stati applicati in

gran numero in tutte le più svariate apparecchiature.

Ogni volta che un « Triac » è inserito in circuito resistivo la corrente passa da zero al valore massimo in qualche microsecondo. Un'analisi armonica mostra uno spettro d'energia infinito e di ampiezza inversamente proporzionale alla frequenza. E' ben chiaro che la ricezione delle gamme radio in modulazione di ampiezza possa essere perturbato da un tale dispositivo se non si prendono delle opportune precauzioni.

Normalizzazione in vigore

E' quindi necessario che le apparecchiature utilizzando « Triac » siano dotate di filtri atti a ridurre il livello dei disturbi ad un livello inferiore a quello stabilito dalle norme internazionali.

Le specifiche francesi stabiliscono che il limite delle tensioni parassite sia di 500 μ V o 54 dB nella Banda da 150 kHz a 30 MHz. Questo limite è portato a 1000 μ V in altri paesi secondo le norme VDE.

Il principio consiste nel mettere a punto un filtro passa basso, che fornisca le attenuazioni richieste nella banda da 150 kHz a 1 MHz. Il livello per frequenze superiori a 1 MHz è raggiunto facilmente allorché la prima metà del problema è risolta.

Le specifiche si riferiscono sia a tensioni simmetriche, cioè fra conduttore e conduttore, sia a tensioni asimmetriche, cioè fra ciascun conduttore e massa. Si deve ricordare che il valore del condensatore di disaccoppiamento fra ciascun conduttore e massa è limitato dalle norme riguardanti la protezione delle persone contro le correnti elettriche.

Costituzione di un filtro

Allo scopo di chiarire le idee si prenda in esame il caso di un regolatore di potenza, che fornisca una potenza di 500 W su di un carico resistivo.

L'attenuazione delle tensioni simmetriche è in generale assicurata da un filtro a pi greco (fig. 8). La determinazione dei valori dei componenti del filtro è assai delicata e richiede la possibilità di una verifica sperimentale in un montaggio e con materiale di misura appropriato (rete equivalente). I valori dei condensatori C1 e C'1 sono, in generale da 0,1 a 0,2 μ F. L'efficacia della bobina di filtro è legata alla qualità del circuito magnetico ed il suo valore è compreso fra 2 e 5 mH per ottenere risultati corrispondenti alle norme.

Già da qualche tempo si possono reperire bobine standardizzate e dimensionate secondo la potenza da controllare che

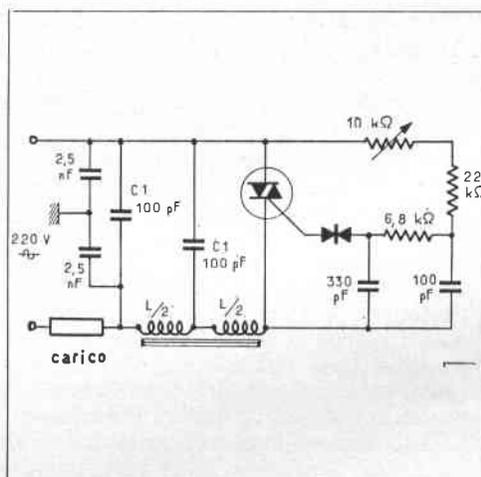
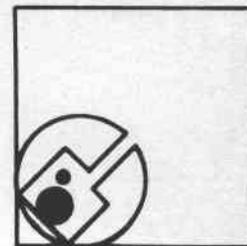


Fig. 8 - Esempio di un filtro antiparassitario associato ad un circuito variatore di potenza.

permettono attenuazioni di 50 dB a partire da 100 kHz.

Per l'attenuazione delle tensioni asimmetriche si realizza un disaccoppiamento rispetto alla terra con due condensatori da 2.500 pF.

Si può ottenere un risultato ancora migliore aggiungendo una bobina di pochi millihenry nel collegamento fra massa e scatola del variatore.

Si deve notare che non conviene mettere una capacità di filtraggio direttamente in parallelo al « Triac », perché si rischierebbe di distruggere il dispositivo per un valore troppo grande del rapporto di di/dt all'istante della chiusura.

E' tuttavia interessante il conoscere, a titolo di paragone, il livello delle perturbazioni che può generare un « Triac » in un montaggio identico a quello sopra ricordato, ma senza alcun sistema di soppressione.

In tali condizioni il livello massimo è raggiunto all'inizio della banda e corrisponde nel modo simmetrico a 80 dB circa ossia 10.000 μ V e nel modo asimmetrico a 100 dB. Questi valori possono variare

leggermente secondo i dispositivi usati e sono dati unicamente per chiarire le idee.

Per un apparecchio senza soppressione dei disturbi, il collegamento diretto a massa della scatola produce un aumento delle ampiezze dei disturbi asimmetrici.

Riassumendo si può dire che la parte fondamentale del filtro è costituita dalla bobina. La difficoltà riscontrata nella scelta risiede nel fatto che essa è percorsa dalla corrente principale ed è quindi soggetta per ciascun ciclo ad una magnetizzazione che varia da zero al massimo. Se la si paragona alle tensioni parassite, che sono di piccole ampiezze, ci si può rendere conto che la scelta del materiale magnetico è veramente difficoltosa. Bisogna infatti utilizzare un circuito tale che all'insorgere delle tensioni parassite corrisponda una variazione apprezzabile sul ciclo di isteresi.

E' inoltre importante utilizzare un materiale magnetico, che abbia un punto di saturazione elevato e di farlo lavorare con una induzione relativamente piccola rispetto a quel punto.

Bisognerà inoltre che il coefficiente di qualità Q del circuito sia abbastanza piccolo allo scopo di evitare, che per piccole potenze controllate, certe oscillazioni possano produrre lo spegnimento del « triac ».

Conclusioni

I « Triac » possono avere due finalità. Per i dispositivi di potenza, essi completano felicemente la gamma di cui disponevano i tecnici dell'automatismo e della termica. Per la bassa potenza, essi aprono un nuovo mercato offrendo a basso costo, delle prestazioni utilizzabili nel campo degli elettrodomestici e del semi-professionale. Senza dubbio, malgrado le difficoltà realizzative, il dispositivo semi-conduttore di potenza può coprire un mercato molto ampio ed è destinato al più brillante avvenire.