

# CAPITOLO QUINTO

## SISTEMI PER OTTENERE LA MODULAZIONE DI AMPIEZZA

### 1. Generalità

Nel caso ideale l'ampiezza del segnale modulato deve essere direttamente dipendente dal valore istantaneo del segnale modulante secondo una curva, detta *caratteristica di modulazione*, rappresentata in figura 1. Questa curva, per un modulatore ideale, è una linea retta; in tal caso la forma dell'involuppo della portante modulata è identica a quella del segnale modulante e la modulazione è senza distorsione. La condizione di diretta proporzionalità deve, inoltre, essere mantenuta sull'intera banda di frequenze del segnale modulante, dalla banda piuttosto stretta richiesta per la telegrafia a frequenze portanti, alla banda più grande richiesta per la radiodiffusione, fino alla banda molto estesa richiesta per la televisione.

In pratica, la curva caratteristica a linea retta di figura 1 può essere ottenuta soltanto approssimativamente; i sistemi che vengono usati per ottenere la modulazione presentano sempre una certa non linearità nella relazione fra l'ampiezza del segnale modulato ed il valore istantaneo del segnale modulante per cui nel processo di modulazione si avrà generazione di armoniche e l'involuppo non sarà esattamente la copia fedele della forma d'onda del segnale modulante, ma presenterà una distorsione di non linearità dovuta al sistema usato per la modulazione.

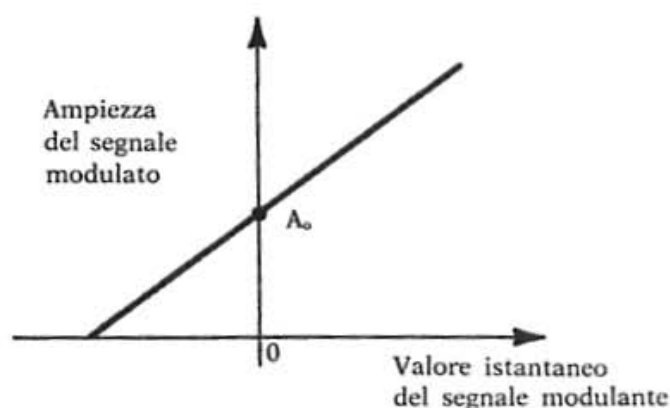


Fig. 1. - Caratteristica ideale di modulazione.

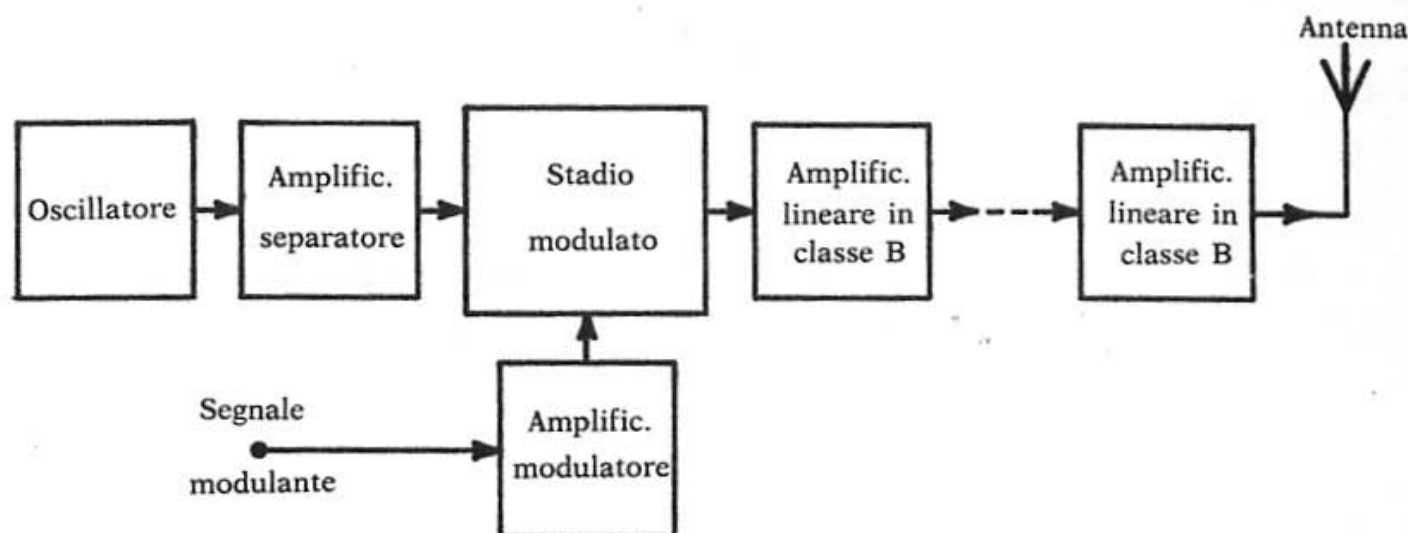


Fig. 2. - Schema a blocchi del sistema di modulazione a basso livello.

Potrebbe, a prima vista, sembrare ragionevole modulare direttamente in ampiezza l'oscillatore che genera la portante; tuttavia lo studio della stabilità di frequenza di un oscillatore mostra che la frequenza da esso generata dipende dal carico dell'oscillatore stesso e un carico variabile potrebbe essere accompagnato nella maggioranza dei casi da una variazione di frequenza non tollerabile. In pratica allora, la modulazione di ampiezza viene ordinariamente effettuata nella catena degli amplificatori di potenza che seguono l'oscillatore e può essere eseguita *a basso livello* oppure *ad alto livello*.

La modulazione *a basso livello* viene eseguita variando uno o più parametri di funzionamento di un amplificatore di potenza, ad un livello di potenza relativamente basso. Il livello di potenza è poi innalzato fino a raggiungere il valore desiderato per l'irradiazione.

Essendo la portante modulata in ampiezza, gli stadi amplificatori che seguono lo stadio in cui è stata eseguita la modulazione debbono mantenere una relazione lineare fra ingresso ed uscita sull'intero campo di frequenze del segnale e sull'intero campo di modulazione; si usano pertanto amplificatori di potenza in classe *B* lineari. Un sistema di questo tipo comprende perciò un oscillatore, un amplificatore separatore, un modulatore a bassa potenza ed una catena di stadi amplificatori di potenza lineari funzionanti in classe *B* (fig. 2). Normalmente con il termine «modulatore» si indica l'insieme sia dell'amplificatore su cui viene eseguita la modulazione, sia del circuito che, facendo variare uno o più parametri di funzionamento dell'amplificatore, provoca la modulazione. Anche quest'ultimo circuito è in genere costituito da un amplificatore, detto amplificatore modulatore.

Nella modulazione *ad alto livello*, la portante, prima di essere modulata, viene amplificata per mezzo di amplificatori in classe *C* che hanno un elevato rendimento e la modulazione è effettuata quando la portante ha già raggiunto il livello desiderato per l'irradiazione (fig. 3). In tal caso si richiede una potenza dall'amplificatore modulatore alquanto maggiore di quella richiesta nella modulazione a basso livello.

Per un confronto fra i due tipi di modulazione si può affermare che la modulazione a basso livello eseguita in uno stadio di bassa potenza presenta il vantaggio di richiedere una potenza minore dal complesso modulatore rispetto a quella richiesta per la modulazione ad alto livello, ma purtroppo ha lo svantaggio di richiedere amplificatori in classe *B* lineari dopo lo stadio modulatore i quali hanno un rendimento più basso

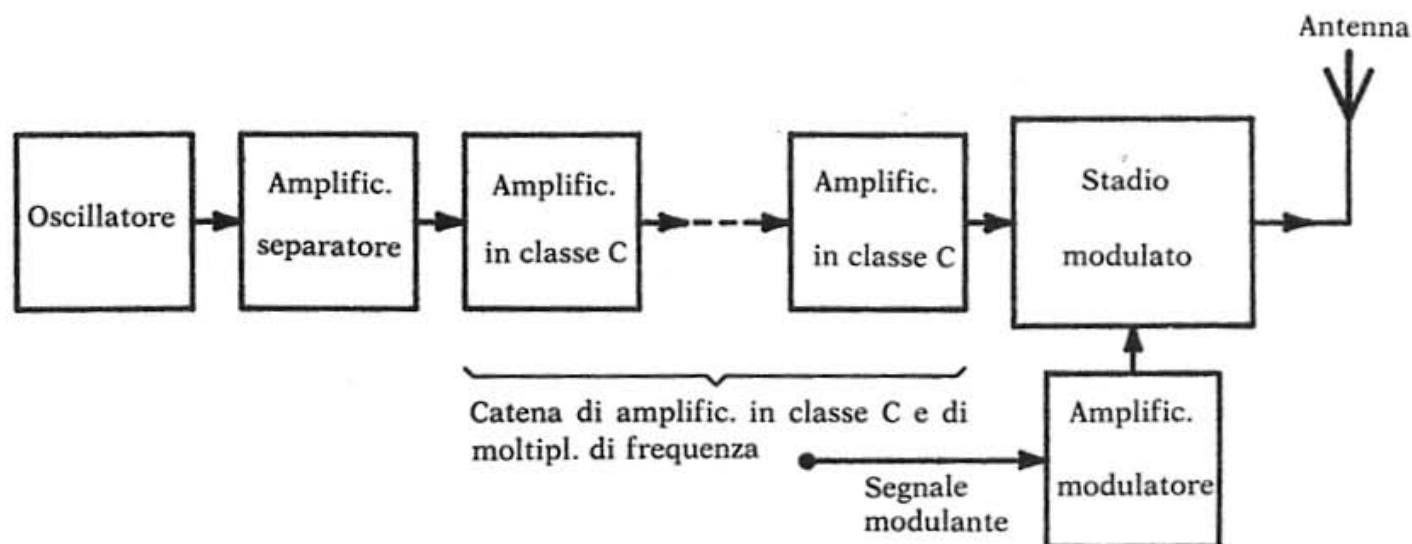


Fig. 3. - Schema a blocchi del sistema di modulazione ad alto livello.

degli amplificatori in classe *C* e sono più difficili da costruire. La modulazione ad alto livello, pur richiedendo una maggiore potenza dallo stadio modulatore, permette di usare amplificatori in classe *C* di alto rendimento e di semplice costruzione.

La linearità della modulazione può essere migliorata con l'applicazione della controreazione, come rappresentato in figura 4, in base ai ben noti benefici della controreazione. Nello schema a blocchi di figura 4 l'uscita dallo stadio rivelatore è il segnale modulante rivelato che, nel caso ideale, è identico nella forma d'onda al segnale modulante di ingresso. Qualsiasi differenza fra questi segnali serve come correzione per ridurre la differenza stessa, migliorando di conseguenza la linearità risultante. È ovviamente importante che gli spostamenti di fase del segnale modulante o dell'involuppo siano resi minimi lungo l'anello di reazione come pure che vengano mantenute le opportune relazioni di ampiezza lungo lo stesso anello.

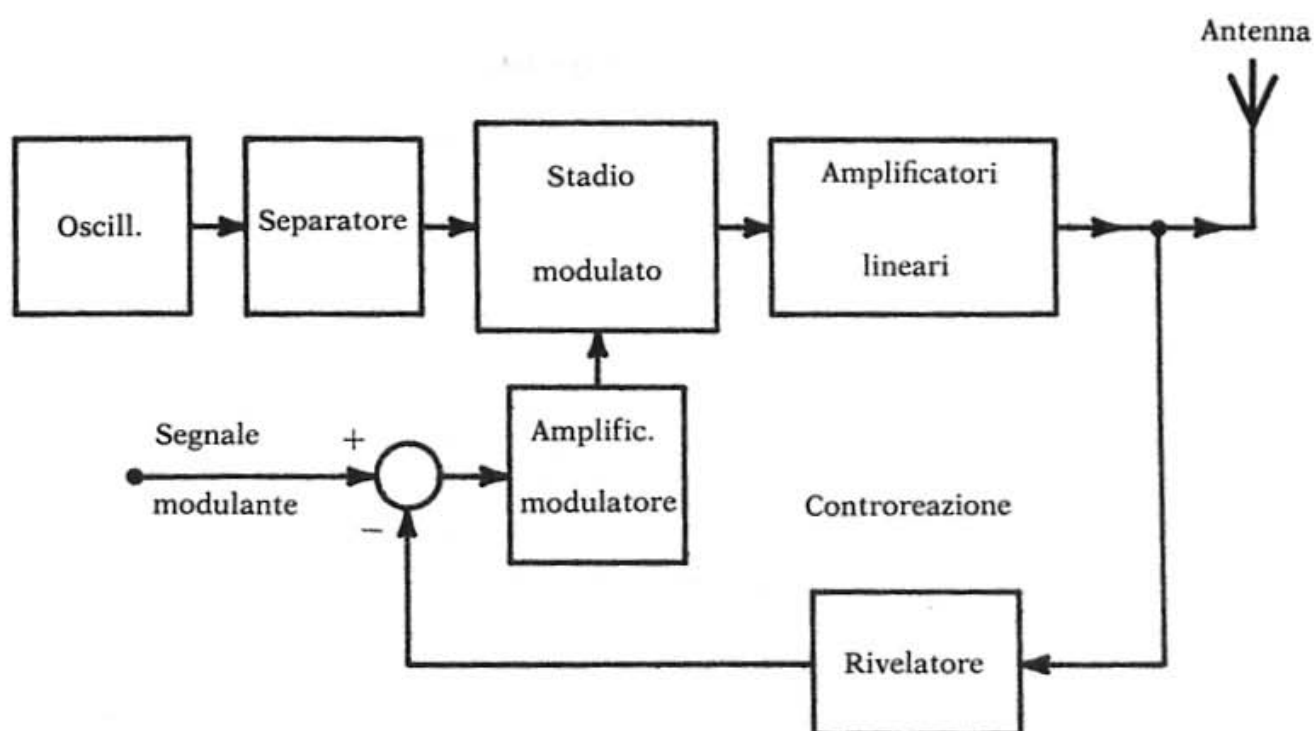


Fig. 4. - Sistema di modulazione con controreazione.

## 2. Modulazione quadratica

Si è già accennato come sia possibile ottenere un'onda modulata in ampiezza applicando il segnale modulante ed il segnale portante ad un dispositivo non lineare dal quale si ottengono, in uscita, oltre alle frequenze di ingresso, anche le frequenze somma e differenza di queste. Se nella relazione che esprime la corrente di uscita in funzione della tensione di entrata del quadripolo non lineare è possibile trascurare i termini di ordine superiore al secondo, si può scrivere:

$$i_u = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 \quad (1)$$

in cui  $i_u$  è la corrente di uscita,  $v_i$  la tensione di ingresso ed  $a_0$ ,  $a_1$  ed  $a_2$  sono i coefficienti che caratterizzano la curva ingresso-uscita del dispositivo non lineare.

Un circuito la cui caratteristica corrente di uscita-tensione di entrata è espressa dalla relazione precedente e in cui per  $v_i$  si intende la somma del segnale portante e di quello modulante, si chiama «modulatore quadratico» o *modulatore di Van der Bijl* ed è rappresentato schematicamente in figura 5.

Entro il rettangolo si può pensare che vi sia un circuito comprendente un diodo, un tubo elettronico o un transistor, opportunamente polarizzati. Esaminiamo per semplicità la modulazione con segnale modulante sinusoidale. Il segnale di ingresso  $v_i$  al modulatore quadratico ha quindi l'espressione:

$$v_i = V_m \cos \omega_m t + V \cos \omega_0 t$$

che sostituita nella (1) dà per la corrente di uscita:

$i_u = a_0 + \frac{a_2}{2}(V^2 + V_m^2)$	Componente di riposo e componente continua rettificata
$+ a_1 V_m \cos \omega_m t$	Frequenza modulante
$+ \frac{a_2}{2} V_m^2 \cos 2 \omega_m t$	Frequenza doppia di quella di modulazione
$+ a_2 V V_m \cos (\omega_0 - \omega_m) t$	Frequenza laterale inferiore
$+ a_1 V \cos \omega_0 t$	Portante
$+ a_2 V V_m \cos (\omega_0 + \omega_m) t$	Frequenza laterale superiore
$+ \frac{a_2}{2} V^2 \cos 2 \omega_0 t$	Frequenza doppia della frequenza della portante

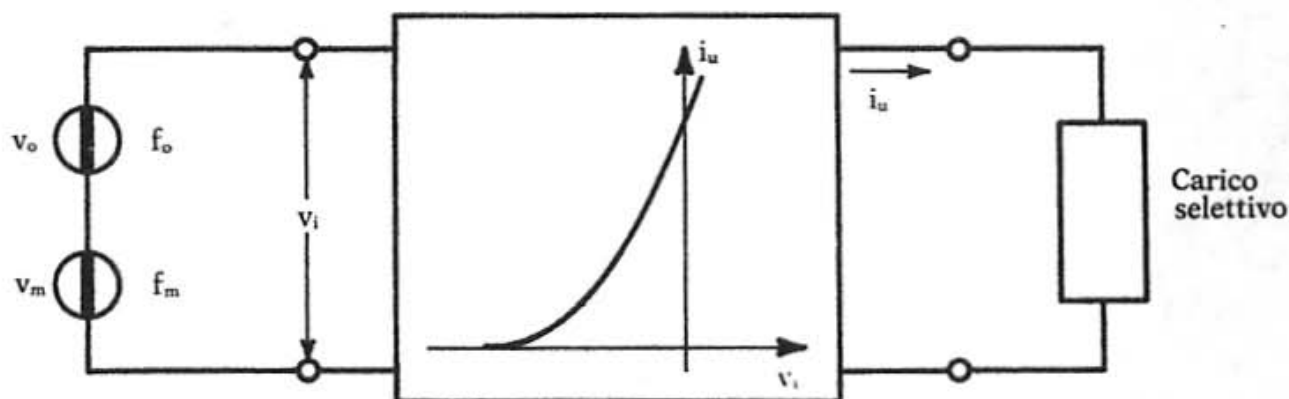


Fig. 5. - Schema di principio della modulazione quadratica.

Da questo sviluppo della  $i_u$  si osserva che la corrente di uscita contiene componenti sinusoidali di diversa frequenza, fra le quali la frequenza portante e le frequenze somma e differenza  $f_0 + f_m$  e  $f_0 - f_m$ , le quali costituiscono le componenti utili per ottenere il segnale modulato in ampiezza. Utilizzando in uscita un adatto filtro oppure un carico la cui impedenza sia, almeno idealmente, costante e pari ad  $R$  per le componenti utili della corrente e uguale a zero per le altre componenti (ad esempio un circuito accordato o due circuiti accordati accoppiati), è possibile ottenere, in uscita, una tensione data dalla espressione:

$$v_u = Ra_1 V \cos \omega_0 t + Ra_2 V V_m \cos (\omega_0 - \omega_m) t + Ra_2 V V_m \cos (\omega_0 + \omega_m) t$$

che si può anche scrivere:

$$v_u = Ra_1 V \left( 1 + \frac{2a_2 V_m}{a_1} \cos \omega_m t \right) \cos \omega_0 t = A_0 (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$$

la quale è la ben nota espressione di una tensione modulata in ampiezza con modulante sinusoidale.

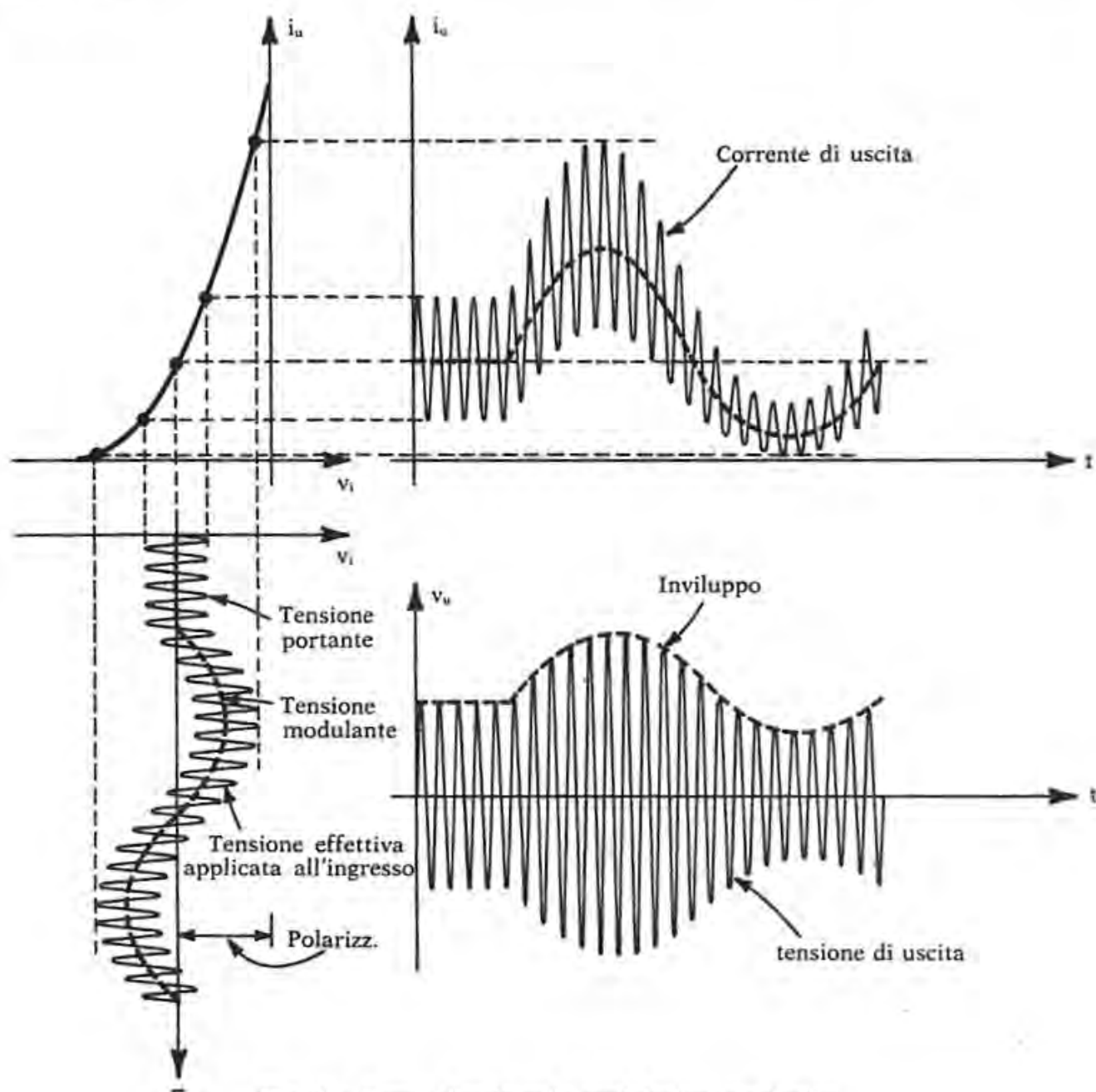


Fig. 6. - Forme d'onda nella modulazione quadratica.



L'indice di modulazione  $m$  è:

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} V_m$$

Essendo il coefficiente  $a_2$  piccolo rispetto ad  $a_1$ , il rapporto  $a_2/a_1$  è piccolo rispetto all'unità e per ottenere una grande profondità di modulazione si richiede una grande ampiezza  $V_m$  del segnale modulante.

Tuttavia, quando l'ampiezza del segnale è grande, la caratteristica ingresso-uscita del dispositivo non lineare non può più essere rappresentata da una relazione di tipo parabolico come la (1), ma occorre anche considerare il termine di terzo grado e quindi:

$$i_u = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3$$

In tal caso si trova che se nel segnale modulante vi sono due o più frequenze componenti, come avviene sempre in realtà, l'uscita modulata, oltre alle componenti utili, contiene altre componenti indesiderate le cui frequenze si ottengono mediante combinazioni somma e differenza delle frequenze di ingresso. Tali componenti indesiderate, dette anche «prodotti spuri di intermodulazione», possono avere frequenze che cadono entro la banda utile e non possono essere perciò eliminate mediante filtraggio. Ne risulta perciò una distorsione dell'involuppo del segnale modulato in ampiezza (distorsione per intermodulazione), per evitare la quale si deve limitare l'ampiezza del segnale modulante.

Il funzionamento del modulatore a legge quadratica è illustrato in figura 6, nella quale sono rappresentati gli andamenti nel tempo della tensione complessiva di ingresso, della corrente di uscita e della tensione di uscita modulata in ampiezza. A causa della non linearità della caratteristica di figura 6, l'ampiezza delle oscillazioni della corrente di uscita è maggiore durante i semicicli positivi del segnale modulante che durante quelli negativi. Il valore medio della corrente, eseguito su un ciclo di portante, varia nel tempo durante il ciclo di modulazione e contiene la frequenza di modulazione.

### 3. Modulazione di placca

In questo tipo di modulazione si usa un tubo amplificatore (triolo) a radiofrequenza funzionante in classe C, dal quale è possibile ottenere un elevato rendimento di conversione insieme ad un elevato indice di modulazione, con una distorsione relativamente bassa.

La tensione del segnale portante viene applicata al circuito di griglia del tubo in classe C mentre la tensione del segnale modulante, che provoca la modulazione, viene introdotta nel circuito di placca del tubo stesso.

Lo schema di principio di un amplificatore in classe C modulato in placca è rappresentato in figura 7; in questo schema il segnale modulante, posto direttamente in serie alla tensione di alimentazione fissa  $E_A$  è indicato in maniera semplificata mediante il semplice simbolo del generatore; in realtà il segnale modulante che proviene dall'amplificatore di modulazione, viene applicato al circuito di placca del tubo in classe C, generalmente, come si vedrà in seguito, tramite un trasformatore, detto *trasformatore di modulazione*. Progettando e regolando opportunamente l'amplificatore in classe C, è possibile fare in modo che l'ampiezza della tensione di uscita  $V_u$ , ai capi del circuito

## CAPITOLO SESTO

# GENERAZIONE DELLA MODULAZIONE DI AMPIEZZA A BANDA LATERALE UNICA (S.S.B.)

Lo scopo di qualunque metodo di generazione di un segnale a modulazione di ampiezza a banda laterale unica (tipo S.S.B.) è quello di sopprimere la portante e la banda laterale indesiderata. Vi sono due metodi di uso comune che permettono di ottenere lo stesso risultato: il «metodo del filtraggio» (*filter method*) e quello dello «sfasamento» (*phasing method*). Ognuno di essi è in grado di dare buoni risultati se i rispettivi circuiti sono appropriatamente regolati; tuttavia, il metodo del filtraggio è meno complesso, ha una maggiore stabilità di funzionamento a lungo termine ed è di più facile regolazione; esso è più comunemente usato in apparecchiature commerciali.

### 1. Metodo del filtraggio

In questo metodo si fa uso di un filtro passa-banda (*sideband filter*) per eliminare una delle due bande laterali da un segnale modulato in ampiezza con portante soppressa. Lo schema a blocchi corrispondente è rappresentato in figura 1. Il segnale modulante e quello portante vengono applicati alle entrate di un modulatore bilanciato.

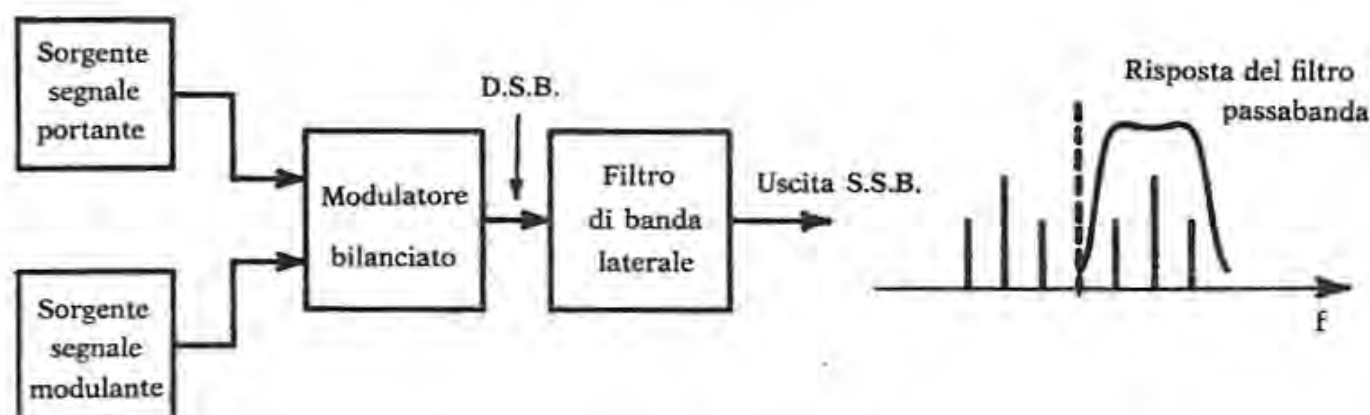


Fig. 1. - Schema a blocchi del sistema di generazione della modulazione di ampiezza S.S.B. con il metodo del filtraggio.

Questo dispositivo, che verrà descritto in seguito, è in grado di fornire alla sua uscita un segnale modulato in ampiezza a doppia banda laterale (D.S.B.) ma privo della portante; alla sua uscita è quindi presente il solo *prodotto di modulazione*. Il segnale di tipo D.S.B. all'uscita del modulatore bilanciato passa poi attraverso un filtro passa-banda che elimina una delle due bande laterali; all'uscita del filtro si ottiene perciò il segnale a banda laterale unica (tipo S.S.B.).

Il grado di soppressione della banda laterale indesiderata dipende dalla curva di risposta del filtro e quindi dalle sue caratteristiche. La richiesta attenuazione della banda indesiderata varia, nella maggior parte delle applicazioni S.S.B., da 35 a 80 dB. Questo filtro deve inoltre lasciar passare non attenuate le frequenze della banda laterale desiderata che distano soltanto qualche centinaio di Hz da quelle della banda da sopprimere. In tale intervallo di qualche centinaio di Hz, l'attenuazione del filtro deve quindi passare da un valore molto basso (teoricamente nullo) a valori molto elevati; si può dire che un filtro è tanto più complesso a realizzarsi e perciò tanto più costoso quanto più piccolo è il rapporto tra detto intervallo e la frequenza centrale dell'intervallo stesso.

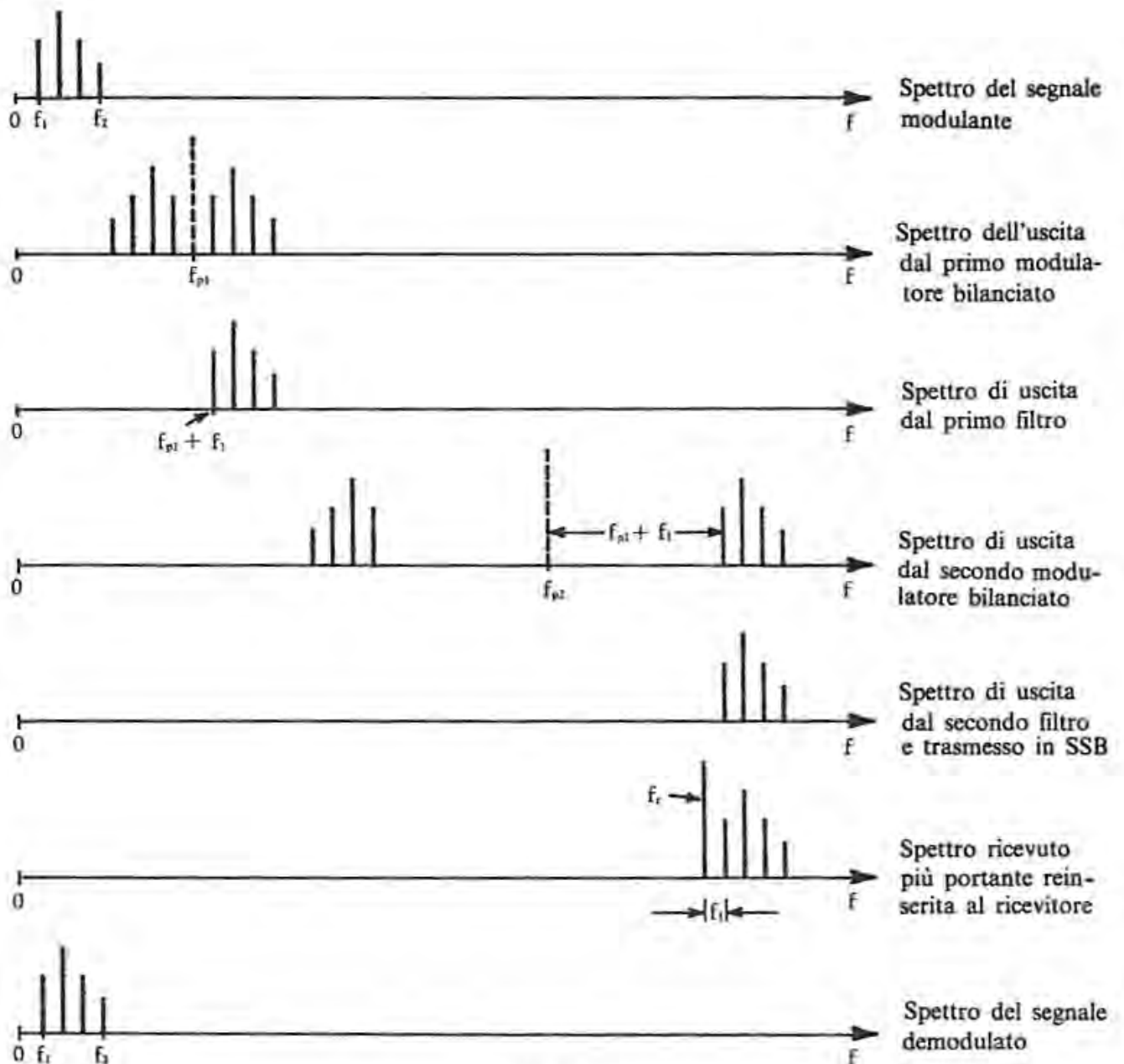


Fig. 2.



Per la trasmissione della parola in S.S.B., un buon filtro deve avere una banda passante che va da circa 300 Hz a circa 3000 Hz a partire dalla frequenza portante, deve fornire una attenuazione di almeno 40 dB nella banda da sopprimere e deve limitare l'ampiezza delle componenti della banda desiderata aventi frequenze distanziate più di 3000 Hz dalla portante, in modo che la risposta complessiva del sistema S.S.B. alle frequenze al di sopra di 4000 Hz sia sotto 40 dB o più rispetto a quella nelle frequenze utili.

Sono stati costruiti filtri a cristallo con questa caratteristica di selettività per frequenze da 100 kHz a 5 MHz; per frequenze da 100 kHz a 500 kHz sono comunemente usati filtri elettromeccanici, mentre i filtri a  $L$ - $C$  sono usati da 25 kHz a 100 kHz.

In certe applicazioni, il rapporto fra la più bassa frequenza modulante e la frequenza portante è così piccolo che una banda laterale non può essere completamente separata dall'altra mediante un filtro; ad esempio, i filtri pratici non potrebbero separare bande laterali distanziate di un intervallo di 100 Hz ad una frequenza portante (frequenza centrale dell'intervallo) di 1 MHz. In tal caso, la desiderata reiezione della banda laterale indesiderata può essere ottenuta modulando dapprima, con il segnale modulante, una portante a bassa frequenza mediante un modulatore bilanciato; filtrando la banda indesiderata, e ciò è possibile essendo ora il rapporto fra la minima frequenza modulante e la frequenza portante sufficientemente grande da permettere un ottimo filtraggio; usando poi la banda laterale voluta per modulare un'altra portante a frequenza più alta ed eseguendo un ulteriore filtraggio.

Questo processo, che può essere applicato tante volte quante sono necessarie per ottenere la desiderata banda laterale, è rappresentato in figura 2, ed è noto come «metodo delle modulazioni e filtraggi successivi». Questo metodo è usato nei sistemi telefonici per convogliare su una sola linea di trasmissione più comunicazioni telefoniche simultaneamente.

### Filtri per S.S.B. - Filtri a quarzo

A causa della ripidità della curva di attenuazione richiesta fra la banda passante e la banda attenuata, l'uso di filtri ad induttanza e capacità, a causa dei valori relativamente bassi del fattore di merito  $Q$  delle bobine che si possono realizzare in pratica, è ristretto nel campo delle frequenze fra 20 kHz e 100 kHz circa.

Uno dei metodi più soddisfacenti per ottenere la selettività richiesta nei trasmettitori S.S.B. è quello di usare filtri a cristallo di quarzo.

I valori del  $Q$  per i risuonatori a cristallo di quarzo vanno da 10 000 a 100 000 ed oltre. Questi alti valori del  $Q$  rendono possibile la realizzazione di filtri con basse perdite per S.S.B. nel campo delle alte frequenze. I cristalli di quarzo sono molto stabili su grandi variazioni di temperatura e possono essere progettati in modo da ottenere una bassa microfonicità sotto condizioni di forti shock e vibrazioni.

Una lamina di cristallo ha un numero di frequenze di risonanza che dipende dalle dimensioni del cristallo, dal suo *modo di vibrazione* e dalla orientazione del taglio della lamina. Per un certo modo di vibrazione, il cristallo di quarzo può essere rappresentato elettricamente come un bipolo mediante il circuito equivalente mostrato in figura 3, a cui corrisponde un andamento della reattanza in funzione della frequenza come rappresentato in figura 4, per il caso in cui  $R=0$ . Da questa curva si osserva che, per un certo modo di vibrazione, un cristallo di quarzo ha due frequenze di risonanza, una

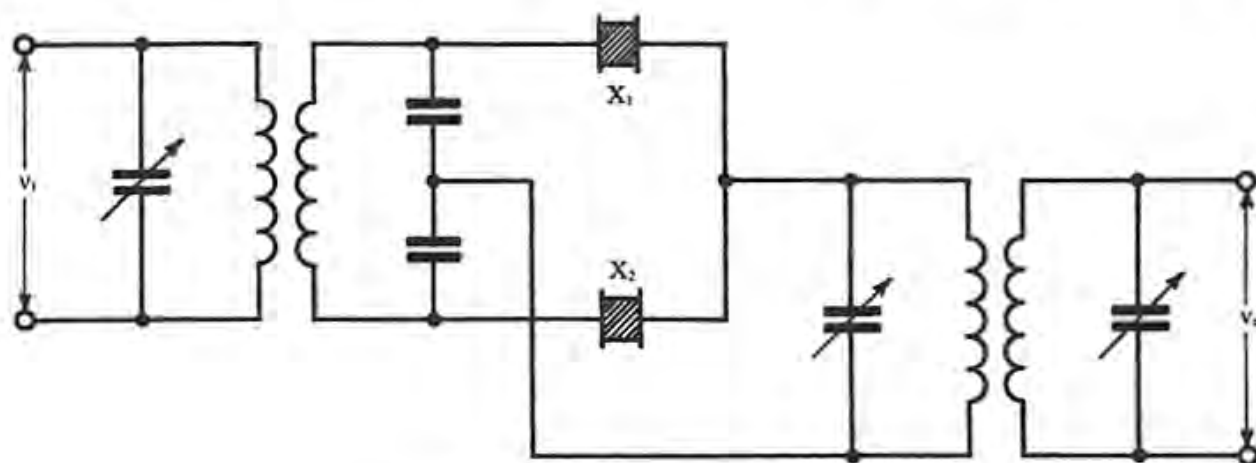


Fig. 8. - Filtro a semitraliccio.

verifica nell'intervallo di frequenze comprese fra  $f_2$  ed  $f_3$  del diagramma di figura 7, nel quale è anche rappresentata in (b) la curva di attenuazione del filtro a traliccio.

Una delle più comuni varianti del filtro a traliccio è quella cosiddetta a *semitraliccio* (*half-lattice filter*) rappresentata in figura 8.

Il filtro a semitraliccio ha soltanto due cristalli ed ha sostanzialmente la stessa risposta del filtro a traliccio.

## 2. Metodo dello sfasamento (Phase-shift method)

Il metodo dello sfasamento, per produrre un segnale di tipo S.S.B., fa uso di due modulatori bilanciati identici nelle loro caratteristiche. Ad uno dei modulatori sono

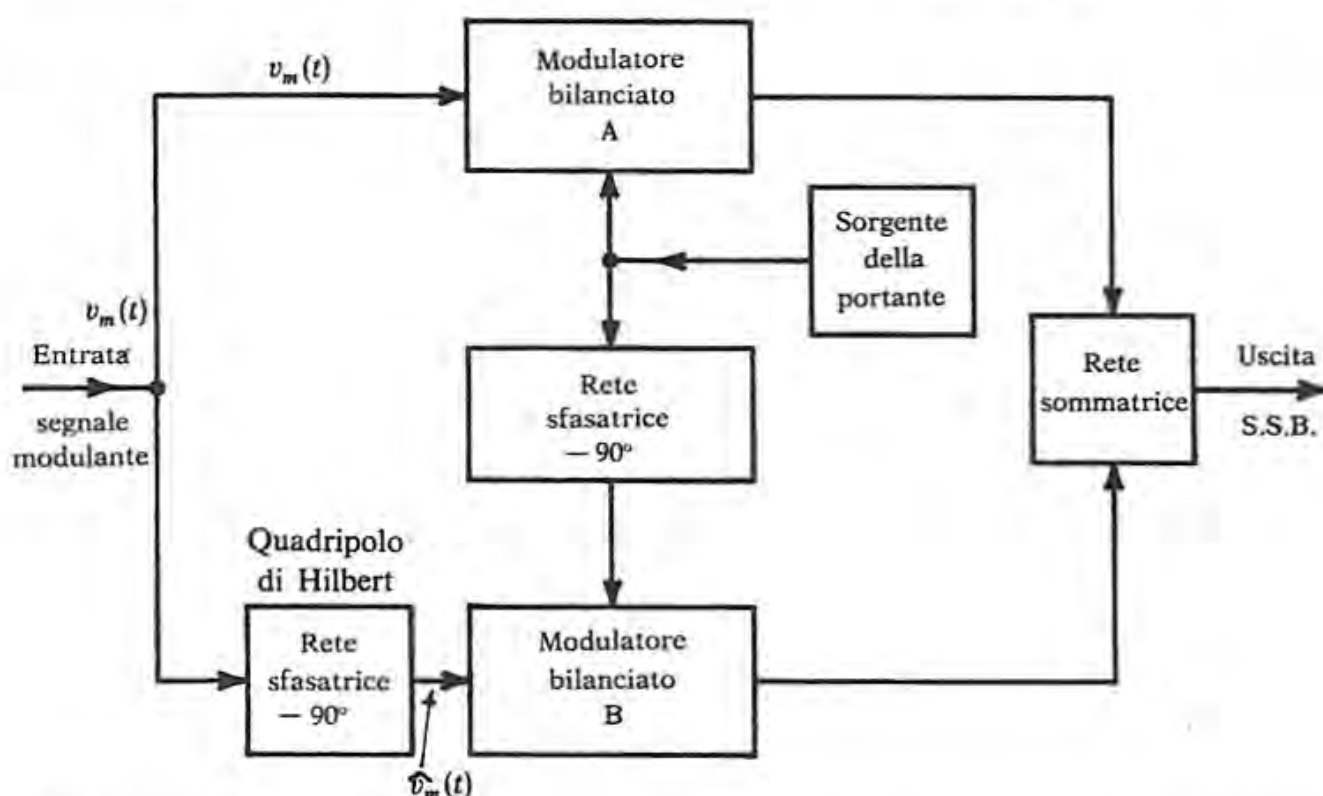


Fig. 9. - Schema a blocchi del sistema di generazione della modulazione di ampiezza S.S.B. con il metodo dello sfasamento.

applicati direttamente il segnale modulante e la portante, mentre all'altro modulatore questi segnali vengono applicati previo uno sfasamento di  $90^\circ$  di entrambi, ottenuto mediante due reti sfasatrici di cui una a bassa frequenza e l'altra ad alta frequenza. Le uscite dai modulatori bilanciati sono due segnali, ciascuno a doppia banda laterale con portante soppressa (*D.S.B.*); questi segnali vengono poi combinati insieme in una rete sommatrice, all'uscita della quale si ottiene il segnale a banda laterale unica (*S.S.B.*).

Lo schema di principio di questo metodo è rappresentato in figura 9 e viene dedotto immediatamente in base alle relazioni (9) e (10) del capitolo IV, che forniscono le espressioni dei segnali  $s_{BLI}(t)$  e  $s_{BLS}(t)$  a banda laterale unica, in funzione del tempo. Il modulatore bilanciato *A* produce il segnale dato dal primo termine a secondo membro

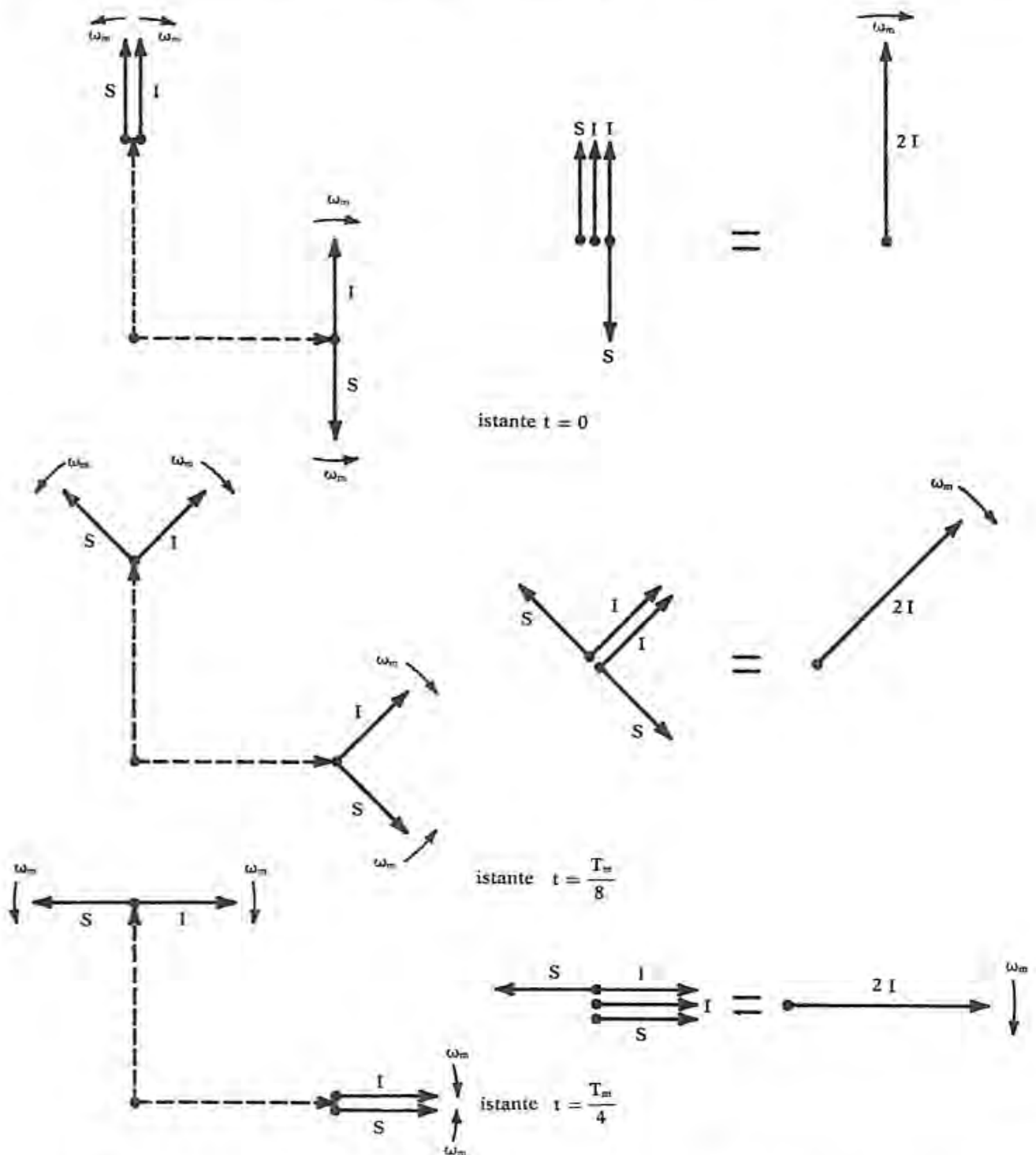


Fig. 10. - Rappresentazione vettoriale per il sistema di figura 9. Il vettore della portante al modulatore *A* è stato rappresentato verticalmente.

della (9) o della (10), cioè la cosiddetta «componente in fase», che è un prodotto di modulazione ottenuto con il segnale modulante vero e proprio  $v_m(t)$  e con la portante di modulazione di tipo  $\cos \omega_0 t$ .

Il modulatore bilanciato  $B$  produce il segnale dato dal secondo termine al secondo membro della (9) o della (10), cioè la cosiddetta «componente in quadratura», che è un prodotto di modulazione ottenuto con un segnale modulante  $\hat{v}_m(t)$  e con la portante di modulazione di tipo  $\sin \omega_0 t$ ; il segnale  $\hat{v}_m(t)$  è il segnale di Hilbert ottenuto dalla rete sfasatrice di  $-90^\circ$  (quadripolo di Hilbert). Se si sommano i segnali di uscita dai due modulatori bilanciati si ottiene il segnale S.S.B. con banda laterale inferiore e la banda laterale superiore viene soppressa; se invece il segnale di uscita dal modulatore  $B$  viene sottratto da quello all'uscita del modulatore  $A$ , si ottiene il segnale S.S.B. con banda laterale superiore e viene soppressa la banda laterale inferiore.

È istruttivo osservare il meccanismo di formazione del segnale S.S.B., cioè la cancellazione di una delle bande laterali ed il «rinforzo» dell'altra, servendosi della rappresentazione vettoriale del segnale modulato in ampiezza. In figura 10 sono rappresentati i diagrammi vettoriali relativi all'uscita dai due modulatori bilanciati in tre istanti diversi del ciclo della tensione modulante, supposta sinusoidale. Il vettore rappresentativo della portante è stato indicato a tratteggio poiché ciascun modulatore bilanciato elimina la portante alla sua uscita. I diagrammi per l'uscita dal modulatore  $B$  sono ruotati come appare in figura, rispetto a quelli per l'uscita dal modulatore  $A$ , a causa dello sfasamento di  $-90^\circ$  subito sia dalla portante sia dal segnale modulante prima di essere applicati agli ingressi del modulatore  $B$ . Si osserva che in ogni istante del ciclo di modulazione, i vettori rappresentativi delle bande laterali inferiori sono sempre fra loro paralleli e concordi nel verso, mentre quelli delle bande laterali superiori si mantengono sempre paralleli, ma di versi opposti.

Combinando insieme i due diagrammi vettoriali relativi alle uscite dei due modulatori, si ottiene la rappresentazione vettoriale dell'uscita dalla rete sommatrice. Come si osserva in figura 10, tale combinazione dà luogo alla cancellazione dei vettori

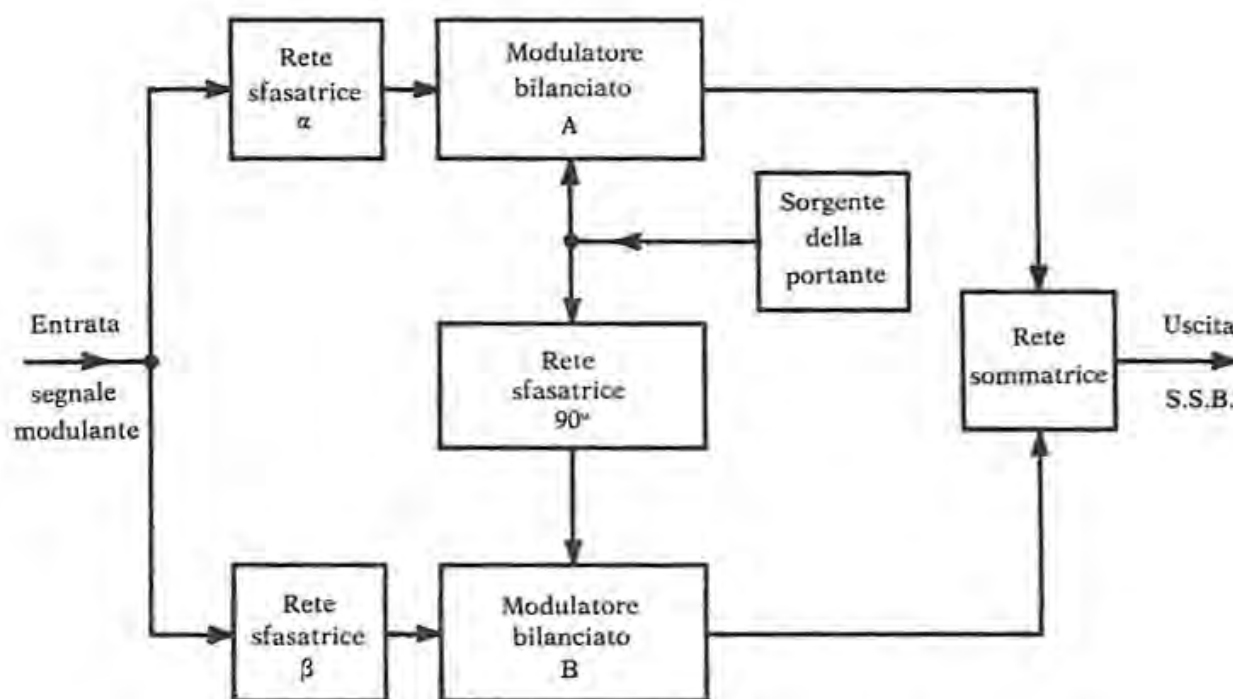


Fig. 11. - Generazione del segnale S.S.B. con il metodo dello sfasamento.



delle bande laterali superiori, mentre i vettori che rappresentano le bande laterali inferiori, essendo sempre concordi, si sommano e all'uscita il vettore risultante, che rappresenta la banda laterale inferiore, risulta di ampiezza doppia.

Invece di inviare direttamente il segnale modulante al modulatore  $A$  e sfasare di  $90^\circ$  quello applicato al modulatore  $B$ , si può ottenere lo stesso risultato sfasando entrambi detti segnali rispettivamente di un angolo  $\alpha$  e di un angolo  $\beta$ , come è rappresentato in figura 11, purché fra  $\alpha$  e  $\beta$  esista la relazione fondamentale:

$$\beta = \alpha - 90^\circ$$

### Reti sfasatrici

Nel metodo dello sfasamento, affinché vi sia una eliminazione totale di una delle bande laterali, si richiede l'uso di reti sfasatrici molto precise sia per il segnale modulante che per quello portante. La rete sfasatrice per il segnale modulante è la più difficile da realizzare; essa deve infatti fornire uno sfasamento costante di  $90^\circ$ , o sfasamenti  $\alpha$  e  $\beta$  qualunque, ma tali che  $\beta = \alpha - 90^\circ$ , per ogni frequenza della banda del segnale modulante ed inoltre deve avere una risposta in ampiezza costante su tutto il campo delle frequenze modulanti. Si può dimostrare che se vi è un errore di sfasamento di  $1^\circ$ , l'attenuazione della banda laterale indesiderata, anziché essere infinita come nel caso ideale, è di 40 dB e un errore di  $2^\circ$  dà luogo ad una attenuazione di 35 dB, come si può ricavare dalla curva di figura 12, valida sia per il segnale modulante che per quello portante. Questa curva fornisce l'attenuazione in dB della banda laterale indesiderata in funzione dell'errore di sfasamento rispetto a  $90^\circ$ .

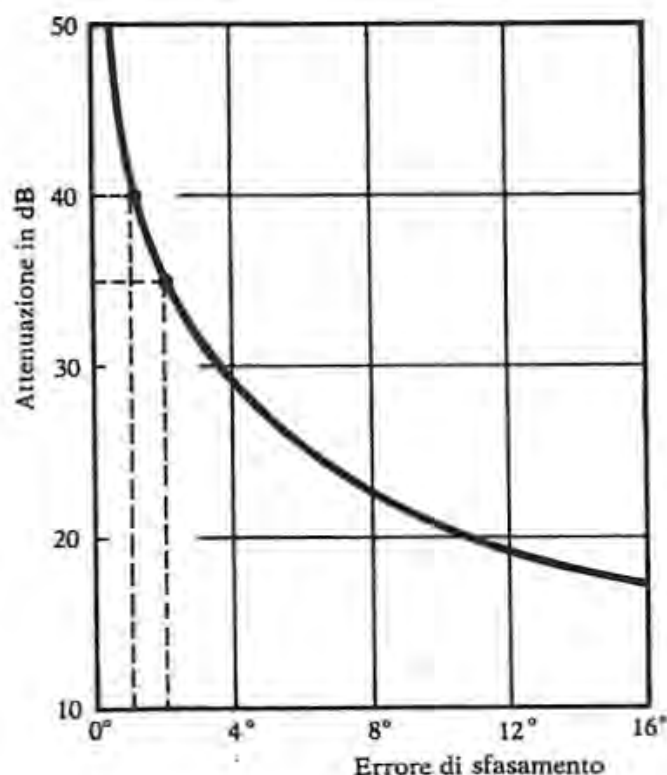


Fig. 12. - Attenuazione in dB della banda laterale indesiderata in funzione dell'errore di sfasamento rispetto a  $90^\circ$ .

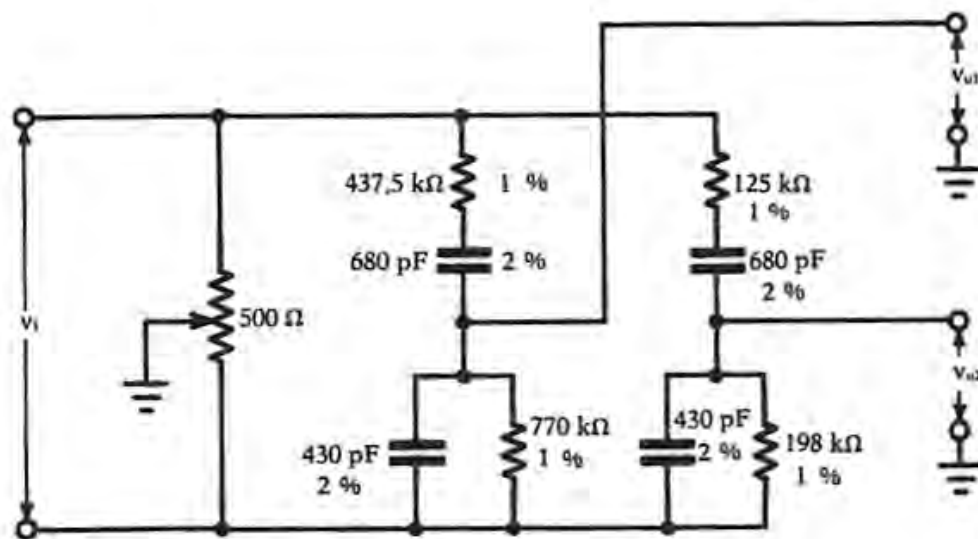


Fig. 13. - Rete sfasatrice per il segnale modulante.

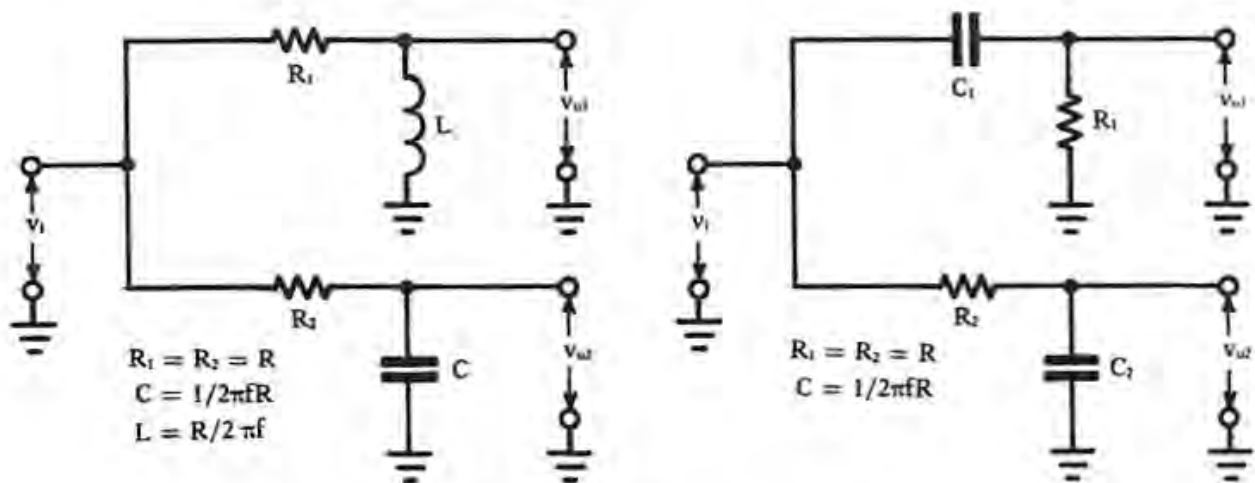


Fig. 14. - Reti sfasatrici della portante.

Le reti sfasatrici per il segnale modulante sono generalmente realizzate mediante resistenze e capacità. Una di tali reti è rappresentata in figura 13. Le reti sfasatrici per il segnale portante sono di più facile realizzazione pratica dato che lo sfasamento di  $90^\circ$  è richiesto per una sola frequenza, che è appunto la frequenza della portante.

In figura 14 sono riportate due tipiche reti sfasatrici per il segnale portante per le quali lo sfasamento fra le due uscite  $v_{u1}$  e  $v_{u2}$  è di  $90^\circ$  e non dipende dalla frequenza; da quest'ultima tuttavia vi dipende il bilanciamento delle ampiezze delle uscite.

Lo sfasamento della portante è anche frequentemente ottenuto mediante circuiti risonanti parallelo accoppiati che sono accuratamente regolati per uno sfasamento fra ingresso ed uscita di  $90^\circ$ .

### 3. Modulatori bilanciati

Il modulatore bilanciato è un circuito che fornisce alla sua uscita un segnale modulato in ampiezza privo della componente portante, costituito cioè dal solo *prodotto di modulazione*, contenente quindi solo le due bande laterali inferiore e superiore (D.S.B.).

Il segnale modulante e quello portante vengono applicati al modulatore bilanciato e «mescolati» fra loro negli elementi non lineari contenuti nel modulatore stesso, per produrre in uscita le componenti a frequenza somma e differenza delle frequenze di ingresso. La configurazione circuitale del modulatore è tale che il segnale portante viene cancellato in modo da non apparire in uscita: si dice quindi che il modulatore è *bilanciato* nei riguardi della portante. Il grado di soppressione della portante dipende dalla cura messa nella costruzione e nella regolazione del modulatore; se il bilanciamento fosse perfetto, si avrebbe l'eliminazione completa della portante in uscita. Ordinariamente, con un buon bilanciamento del circuito, è possibile ottenere una «soppressione» della portante dell'ordine di  $35 \div 40$  dB o più.

Gli elementi non lineari possono essere sia diodi a semiconduttore sia tubi a vuoto o transistori. In generale si preferiscono i diodi a semiconduttore, i quali mantengono il bilanciamento del circuito per un periodo più lungo e richiedono meno regolazioni.

Esiste una grande varietà di tipi di modulatori bilanciati. Un tipo molto efficiente ed assai usato, soprattutto in telefonia, fa uso di quattro diodi uguali disposti nella configurazione a traliccio. Lo schema di principio è rappresentato in figura 15 ed il circuito è comunemente noto come *modulatore ad anello*.

Il funzionamento del modulatore ad anello si può spiegare in maniera relativamente semplice se si considerano, in prima analisi, i diodi raddrizzatori con caratteristiche ideali, cioè tali da presentare una resistenza diretta nulla ed una resistenza inversa infinita. In realtà, i valori di tali resistenze differiranno dai valori teorici suddetti e dipenderanno dal tipo di diodi usati.

Se l'ampiezza della portante viene scelta molto più grande di quella del segnale modulante, si può considerare che la polarizzazione dei diodi sia determinata essenzialmente soltanto dalla portante. I diodi si comportano come interruttori che si aprono e si chiudono sotto il comando del segnale portante al ritmo dato dalla frequenza di quest'ultimo. In figura 16 è rappresentata l'analogia meccanica dei quattro diodi del modulatore ad anello di figura 15: si osserva che i quattro diodi del traliccio equivalgono ad un doppio commutatore la cui frequenza di commutazione è pari a quella della portante. Il meccanismo di commutazione può essere compreso nella maniera seguente. La portante viene applicata fra le prese centrali A e B dei due trasformatori  $T_1$  e  $T_2$  (fig. 15). Durante le sue semionde positive, per cui è, ad esempio,

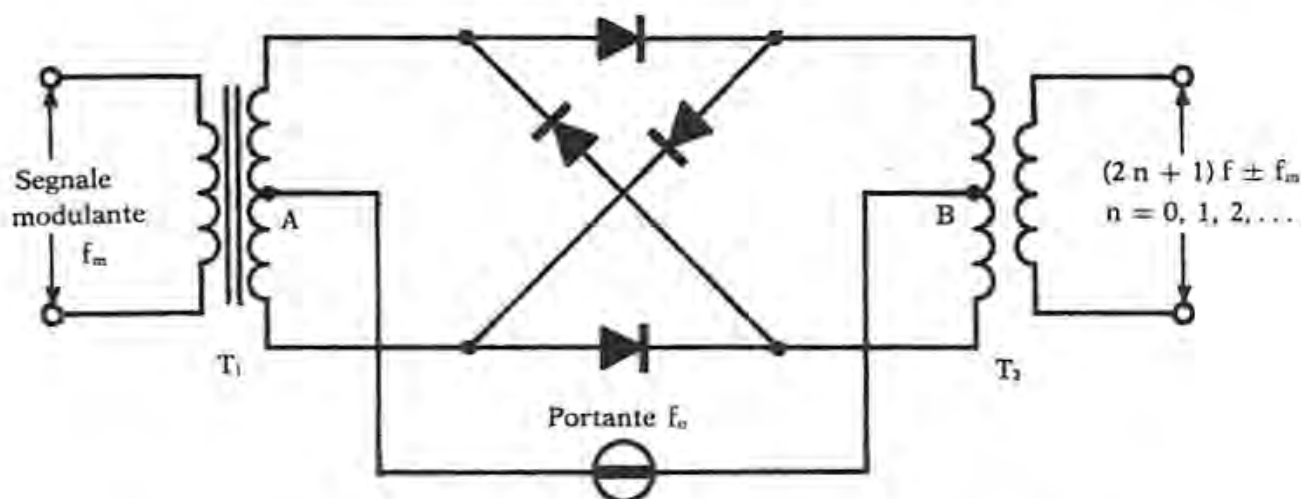


Fig. 15. - Modulatore bilanciato ad anello con diodi disposti a traliccio.

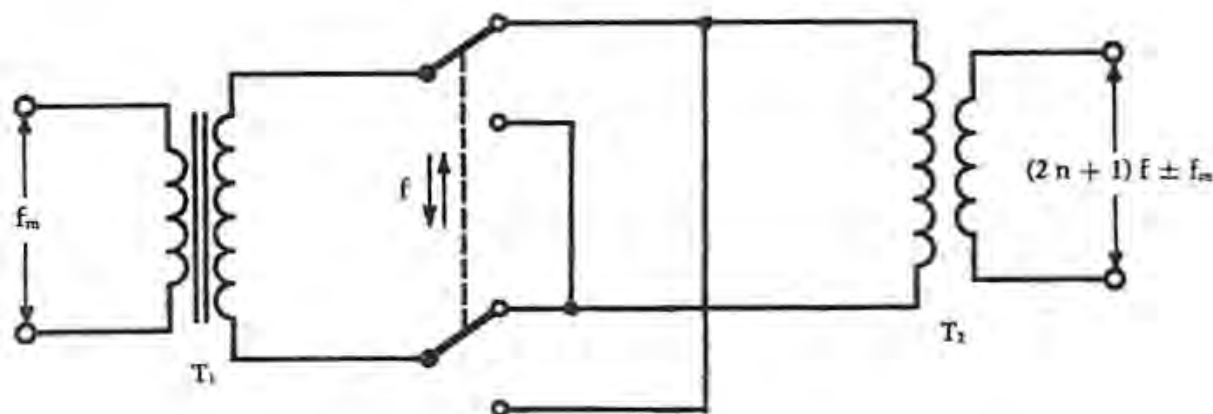


Fig. 16. - Schema di principio del modulatore bilanciato.

positivo il punto *A* rispetto al punto *B*, i diodi disposti orizzontalmente conducono ed equivalgono, nell'ipotesi ideale ammessa, a dei «corti circuiti», mentre gli altri diodi, essendo polarizzati inversamente, sono interdetti ed equivalgono a dei «circuiti aperti». Durante le semionde negative della portante, invece, è positivo il punto *B* rispetto ad *A* e i diodi disposti orizzontalmente sono interdetti, mentre gli altri due sono conduttori. Nel primo caso, il circuito equivalente del modulatore ad anello è perciò quello rappresentato in figura 17(a): il segnale modulante applicato in ingresso viene portato direttamente in uscita senza subire alcuna inversione di fase. Nel secondo caso invece, cioè durante le semionde negative della portante, il circuito equivalente del modulatore ad anello diventa quello rappresentato in figura 17(b): il segnale modulante di ingresso, nel passare in uscita, subisce una inversione di fase di 180°.

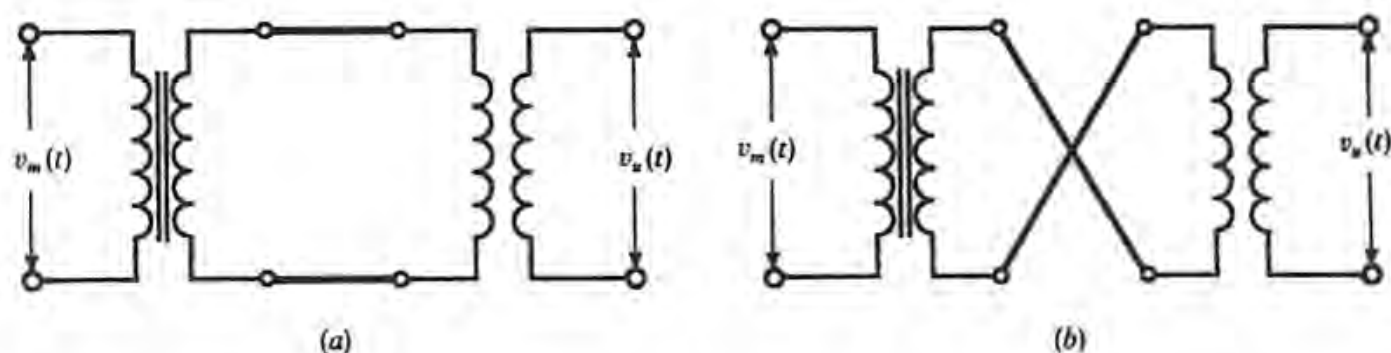


Fig. 17. - Schemi equivalenti del modulatore ad anello durante le semionde positive e negative della portante.

Si può dire, in definitiva, che il segnale modulante uscente dal modulatore ad anello subisce successive inversioni di polarità, alternativamente, alla frequenza della portante (fig. 18).

In esso non è presente la componente a frequenza portante: infatti, se il circuito è perfettamente bilanciato, la corrente dovuta al segnale portante nei punti *A* e *B* si divide in due parti uguali che percorrono i due semiavvolgimenti di ciascun trasformatore in senso contrario, dando luogo a flussi uguali e di segno opposto. Sul secondario del trasformatore di uscita non si ha quindi tensione a frequenza portante.



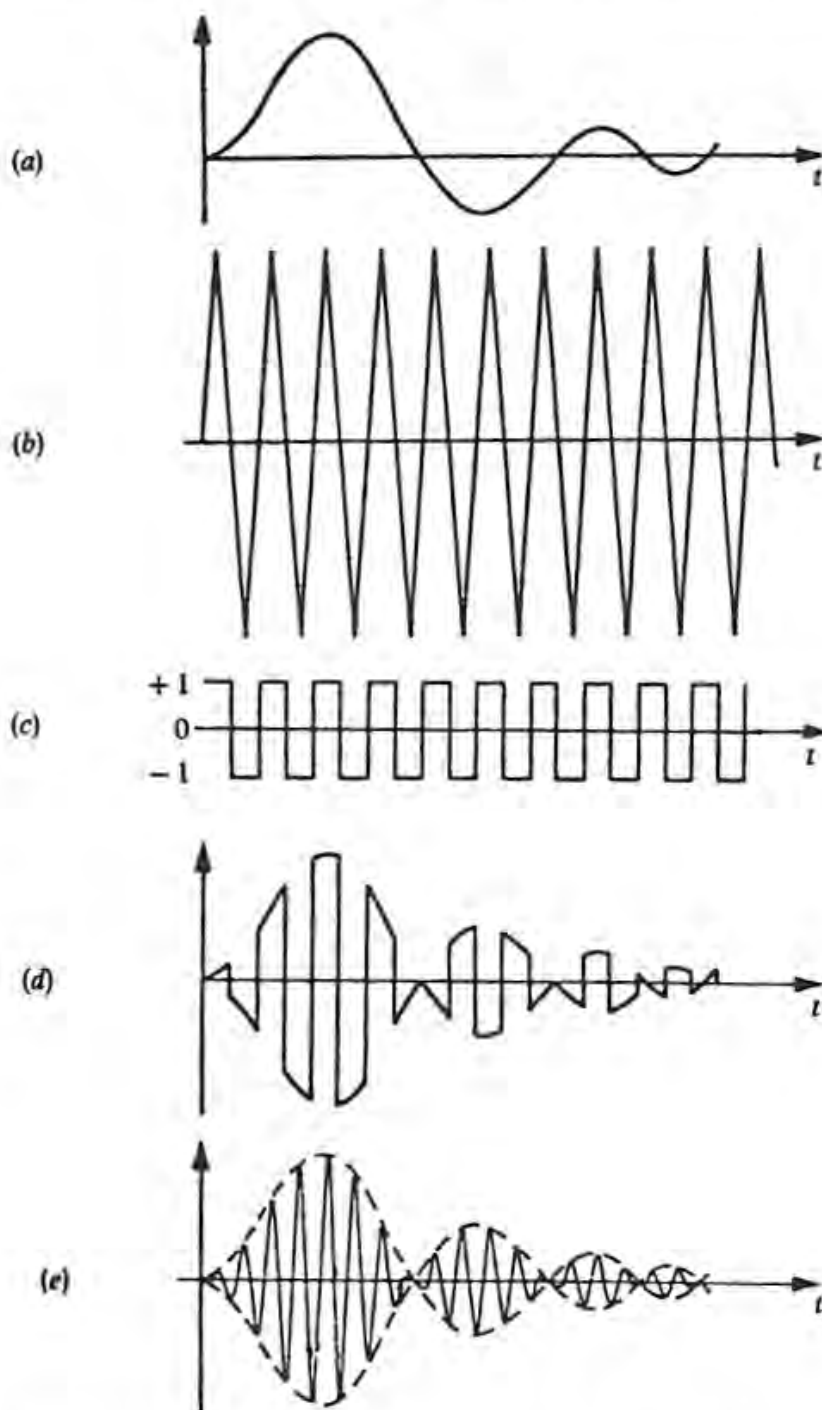


Fig. 18. - Forme d'onda nel modulatore bilanciato. In (a), generico segnale modulante  $v_m(t)$ ; in (b), portante di grande ampiezza; in (c), funzione di commutazione di forma ad onda quadra che commuta fra  $-1$  e  $+1$ ; in (d), segnale di uscita risultante dalla commutazione; in (e), segnale di uscita, di tipo D.S.B., dopo il filtraggio.

In figura 19(a), (b), (c) e (d) sono indicati i percorsi delle correnti dovute sia al segnale modulante, indicate con frecce a tratteggio, sia al segnale portante, indicate con frecce a tratto continuo, nei quattro casi possibili.

Si osserva che, per ogni coppia di diodi conduttori, un diodo della coppia è attraversato da una corrente pari alla somma della corrente dovuta al segnale modulante e della corrente, molto più grande della prima, dovuta alla portante, mentre l'altro diodo conduttore è percorso da una corrente uguale alla differenza di dette correnti; si osserva inoltre che in ogni caso la corrente dovuta alla portante scorre nei semiavvolgimenti dei trasformatori in sensi opposti, mentre quella dovuta al segnale modulante scorre nei semiavvolgimenti in versi concordi.

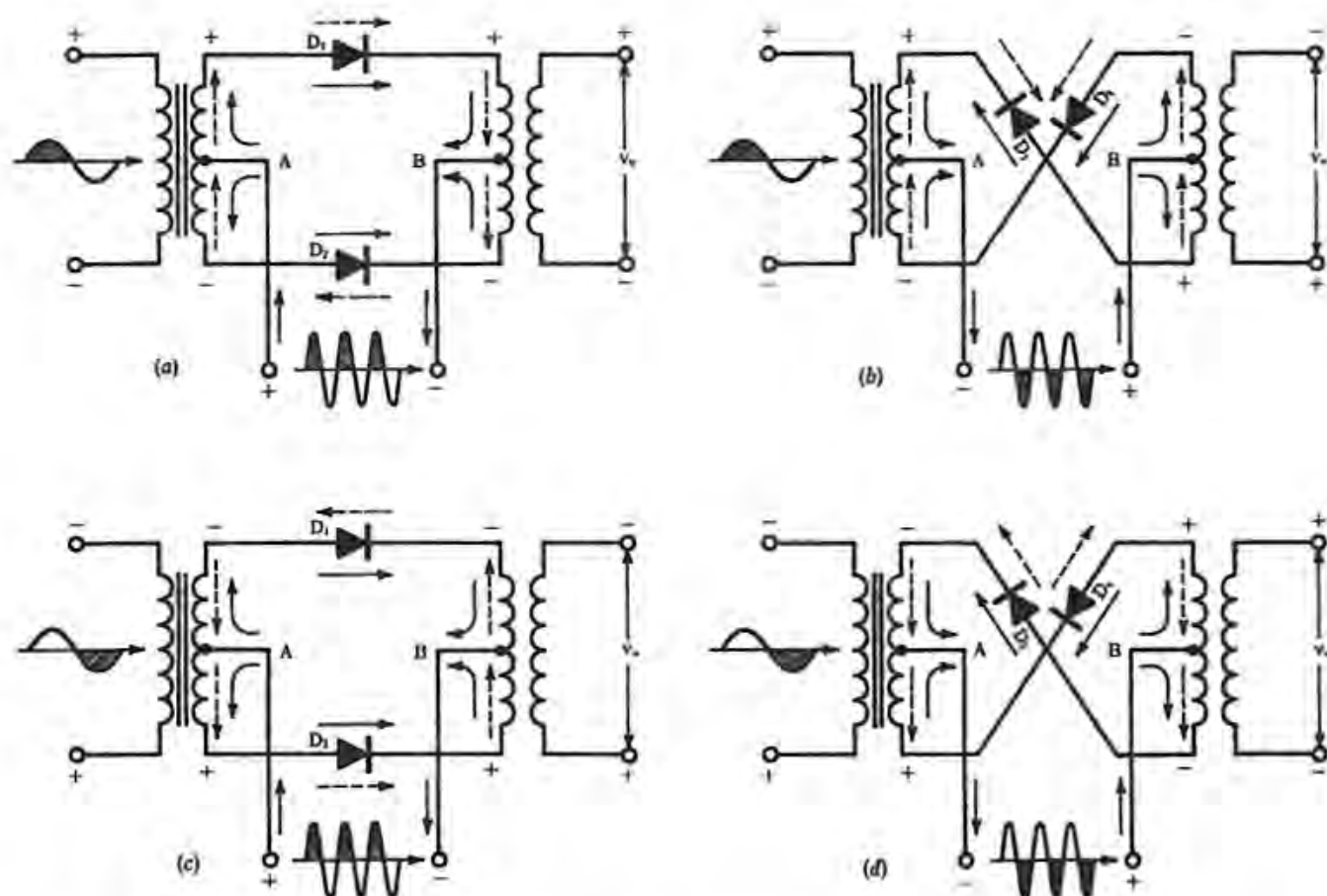


Fig. 19. - Percorsi delle correnti dovute al segnale modulante e alla portante nel modulatore ad anello.

Dalle forme d'onda rappresentate in figura 18, si può constatare che il segnale modulato può pensarsi ottenuto come il *prodotto* della tensione modulante di ingresso per una tensione di forma rettangolare di ampiezza unitaria e di frequenza di ripetizione uguale a quella della portante.

La forma d'onda rettangolare, sviluppata in serie di Fourier, ha per espressione:

$$y(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3 \omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5 \omega_0 t - \dots \right]$$

Se  $v_m(t)$  è un generico segnale modulante, la tensione di uscita dal modulatore ad anello si può esprimere come segue:

$$v_u(t) = v_m(t) \cdot y(t) = \frac{4}{\pi} v_m(t) \cdot \cos \omega_0 t - \frac{4}{3\pi} v_m(t) \cdot \cos 3 \omega_0 t + \\ + \frac{4}{5\pi} v_m(t) \cdot \cos 5 \omega_0 t - \dots$$

Il segnale di uscita non contiene la componente a frequenza portante. Il primo termine dell'espressione precedente è il segnale modulato di tipo *D.S.B.* desiderato, cioè il prodotto di modulazione  $v_m(t) \cos \omega_0 t$ , il cui spettro di frequenze è centrato intorno alla frequenza  $f_0$  della portante. Gli altri termini dell'espressione rappresentano prodotti di modulazione i cui spettri, anch'essi di tipo *D.S.B.*, sono centrati intorno a frequenze uguali ai multipli dispari della frequenza  $f_0$ , cioè  $3f_0, 5f_0, \dots$ ; inoltre gli «spettri di ampiezza» di questi segnali hanno ampiezze ridotte di  $1/3, 1/5, \dots$ , rispetto alle ampiezze

dello «spettro di ampiezza» del segnale utile. Questi segnali indesiderati vengono facilmente eliminati mediante filtraggio, con un filtro passa-banda che lascia passare soltanto lo spettro intorno alla frequenza  $f_0$ , cioè il solo segnale utile  $v_m(t) \cos \omega_0 t$ .

Un'utile modifica del modulatore ad anello di figura 15 consiste nello scambiare gli ingressi del modulatore, applicando cioè la portante al primario di  $T_1$  ed il segnale modulante fra i punti  $A$  e  $B$ .

Se l'ampiezza del segnale modulante è molto piccola rispetto a quella della portante, in modo da non alterare apprezzabilmente lo stato di conduzione e di interdizione dei diodi, tale stato viene a dipendere soltanto dal segno della portante che appare al secondario di  $T_1$ . In figura 20 sono rappresentati gli andamenti delle correnti dovute alla portante (freccie a tratto continuo) ed al segnale modulante (freccie a tratteggio) nei quattro casi possibili.

Nelle semionde positive della portante, è positivo il morsetto superiore del secondario di  $T_1$  e conducono i diodi  $D_1$  e  $D_4$ ; la corrente dovuta al segnale modulante scorre nella metà superiore del primario di  $T_2$  [casi (a) e (c)]. Quando la portante inverte la sua polarità [casi (b) e (d)], sono conduttori i diodi  $D_2$  e  $D_3$  e la corrente prodotta dal segnale modulante scorre nella metà inferiore del primario di  $T_2$ . La corrente prodotta dal segnale modulante viene quindi *commutata* da uno all'altro dei semiavvolgimenti del primario di  $T_2$  a seconda del segno della portante e la forma d'onda del segnale in uscita dal modulatore è identica a quella rappresentata in figura 18(d). In tutti i casi si osserva dalla figura 20 che la corrente dovuta alla portante non va ad interessare il trasformatore di uscita, richiudendosi sempre attraverso i due diodi che di volta in volta si trovano in conduzione.

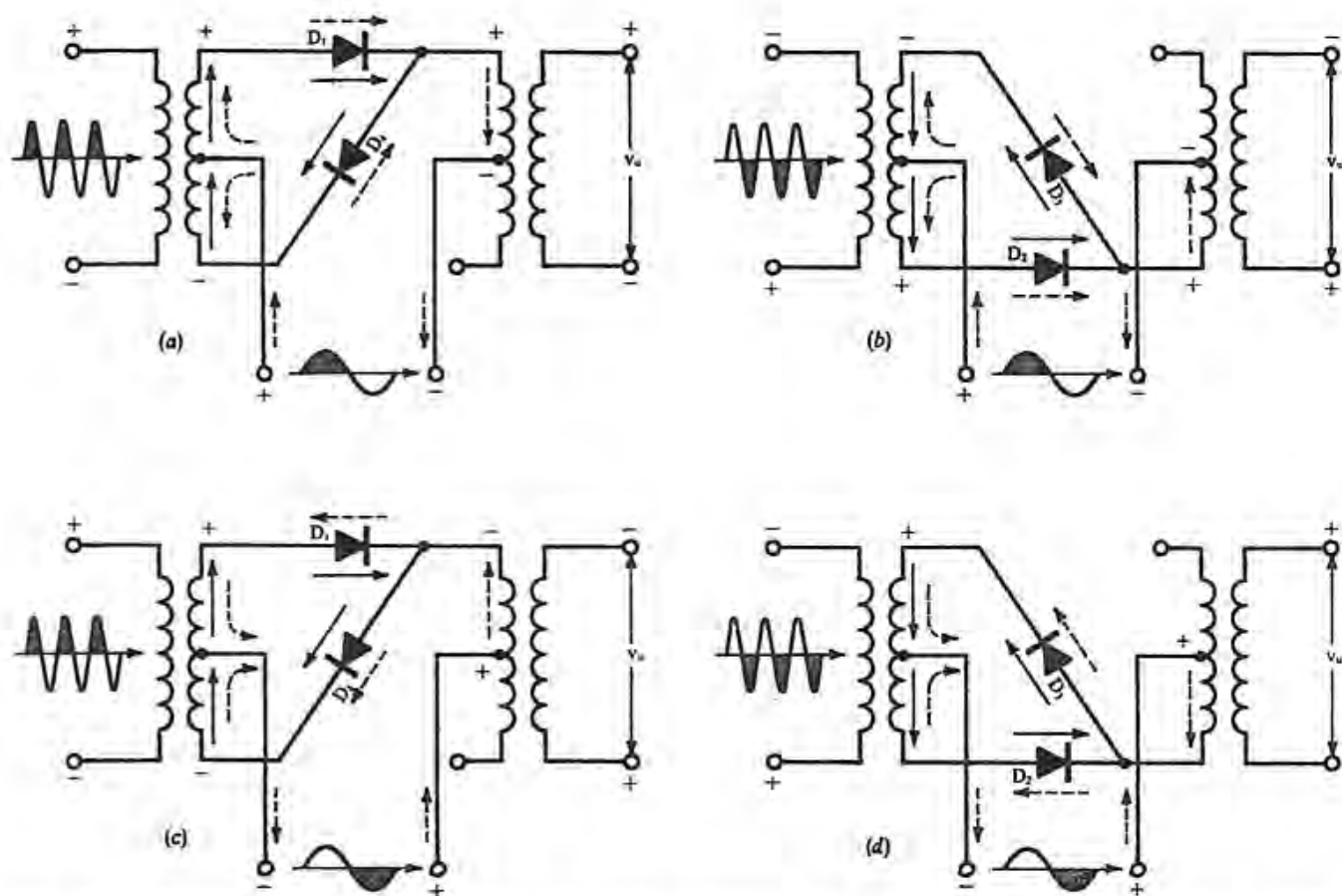


Fig. 20. - Percorsi delle correnti dovute al segnale modulante e alla portante nel modulatore ad anello.



Il funzionamento del modulatore ad anello ottenuto nella maniera ora descritta presenta qualche vantaggio rispetto a quello usato con segnali di ingresso come in figura 15. Un vantaggio è che la sorgente del segnale modulante può essere di tipo *single-ended*, ponendo ad esempio a massa la presa centrale di  $T_2$ . Un altro vantaggio è che il trasformatore di ingresso, invece di essere un trasformatore ben bilanciato funzionante su un campo di frequenze che copre una decade o più, cioè il campo delle frequenze modulanti, funziona soltanto per una sola frequenza, quella della portante, e di conseguenza è molto più semplice da realizzare.

In pratica vi sono diverse cause di distorsione nei modulatori bilanciati, dovute essenzialmente sia allo scostamento delle caratteristiche dei diodi rispetto a quelle ideali, sia al fatto che il segnale modulante influenza in certa misura la commutazione dei diodi, per cui in uscita si trovano altre frequenze oltre a quelle sopra considerate, le quali danno in complesso una distorsione del segnale in uscita. Ad esempio, l'aggiunta del segnale modulante alla portante, a meno che quest'ultima non abbia un'ampiezza molto elevata, non solo determina la polarità ed il valore della tensione sul secondario di  $T_2$ , ma determina anche l'istante in cui si verifica la conduzione dei diodi: il fronte anteriore dell'impulso di corrente nei diodi si muove avanti e indietro nel tempo col variare del segnale modulante. Questo fatto può comportare una distorsione nel segnale di uscita.

Per rendere fissi gli istanti di commutazione e costante il periodo di conduzione dei diodi, sarebbe necessario usare come portante una tensione di forma rettangolare, con la quale il passaggio dalla conduzione alla interdizione sarebbe istantaneo e la durata della conduzione e dell'interdizione dei diodi sarebbe uguale al semiperiodo del segnale rettangolare.

In pratica è però più comodo utilizzare come portante una tensione di forma sinusoidale ed allora, per ridurre la distorsione dovuta all'effetto del tempo di commutazione, l'ampiezza della portante viene fatta almeno dieci volte maggiore di quella del segnale modulante. Tuttavia, con un livello di portante molto elevato, un piccolo sbilanciamento del modulatore può portare ad avere in uscita un *residuo di portante* di valore inaccettabile. Si richiederebbe quindi un perfetto bilanciamento del modulatore nei riguardi della portante; ciò, in pratica, non si ottiene facilmente a causa delle differenze nelle caratteristiche dei diodi, della diversità dei trasformatori e degli sbilanciamenti nelle resistenze e nelle capacità del circuito.

I diodi usati non sono perfettamente uguali fra loro, mentre le loro resistenze, dirette ed inverse, dovrebbero essere uguali per tutti. Si procede allora ad un bilanciamento del ponte di diodi per mezzo di resistenze addizionali connesse in serie e, talvolta, in parallelo ai rami del ponte e, a volte, anche con capacità poste in parallelo, in modo da equilibrare le impedenze sia dirette che inverse dei diodi. Anche le resistenze e le capacità di ingresso e di uscita dei trasformatori debbono essere bilanciate rispetto ai diodi. Si introducono dei controlli di bilanciamento, sia resistivo che capacitivo, in modo da ridurre il più possibile il residuo di portante in uscita.

Attualmente sono disponibili dei circuiti integrati per realizzare modulatori bilanciati. Un insieme di quattro diodi, come si ha ad esempio nel circuito integrato RCA CA3039, è idealmente adatto per l'uso nei modulatori bilanciati. Poiché tutti i diodi sono formati su uno stesso *chip* di silicio, le loro caratteristiche sono estremamente simili e ciò rende il circuito integrato ideale per ottenere un buon bilanciamento.

Oltre ai modulatori bilanciati a diodi vi sono diversi altri tipi che usano due elementi attivi come tubi elettronici e transistori. L'ampiezza dei segnali portante e modulante ed il punto di polarizzazione dell'elemento attivo vengono scelti in modo che



la caratteristica corrente di uscita-tensione di ingresso dell'elemento stesso sia del tipo possibilmente quadratico, cioè della forma:  $i = av + bv^2$ .

Lo schema di principio del modulatore bilanciato a due elementi attivi è rappresentato in figura 21. Il segnale modulante viene applicato agli ingressi dei due elementi non lineari *in controfase*, mentre quello portante è introdotto con la *stessa fase* per entrambi gli elementi.

Indicando con  $v_m(t)$  e  $v_p(t) = A_0 \cos \omega_0 t$  rispettivamente il valore istantaneo del segnale modulante e della portante, la tensione complessiva all'ingresso di un elemento non lineare è:  $v_1 = v_m(t) + v_p(t)$ , mentre quella di ingresso all'altro elemento non lineare è:  $v_2 = -v_m(t) + v_p(t)$ .

Le correnti di uscita  $i_1$  ed  $i_2$  dagli elementi non lineari sono quindi:

$$i_1 = a(v_m + v_p) + b(v_m + v_p)^2 \quad (1)$$

$$i_2 = a(-v_m + v_p) + b(-v_m + v_p)^2 \quad (2)$$

Poiché in uscita si ha la connessione di tipo *push-pull* (*controfase*), nel produrre il segnale di uscita dal modulatore interessa soltanto la corrente di uscita *effettiva*, che è data dalla differenza fra le correnti  $i_1$  e  $i_2$ , cioè:

$$\begin{aligned} i_e = i_1 - i_2 &= 2av_m(t) + 4bv_m(t) \cdot v_p(t) = \\ &= 2av_m(t) + 4bA_0v_m(t) \cos \omega_0 t \end{aligned}$$

Poiché in pratica il carico posto in uscita è un circuito selettivo, o un filtro passa-banda, accordato sulla frequenza  $f_0$ , la tensione  $v_u(t)$  ai capi del carico è:

$$v_u(t) = 4RbA_0v_m(t) \cdot \cos \omega_0 t = kv_m(t) \cdot \cos \omega_0 t$$

in cui con  $R$  si è indicata la resistenza del carico, supposta costante su tutta la banda di frequenze utili intorno ad  $f_0$ . La componente  $2av_m(t)$  della corrente  $i_e$  non produce tensione sul carico essendo il carico selettivo, per cui alle frequenze di questa componente si ha senz'altro  $R=0$ . Dall'espressione di  $v_u(t)$ , in cui si è posto per semplicità  $4RbA_0=k$ , si osserva che la tensione di uscita è costituita soltanto dal *prodotto di modulazione*  $v_m(t) \cos \omega_0 t$ , cioè è un segnale modulato di tipo *D.S.B. senza la portante*. Infatti, avendo supposto il circuito perfettamente bilanciato, ed essendo la

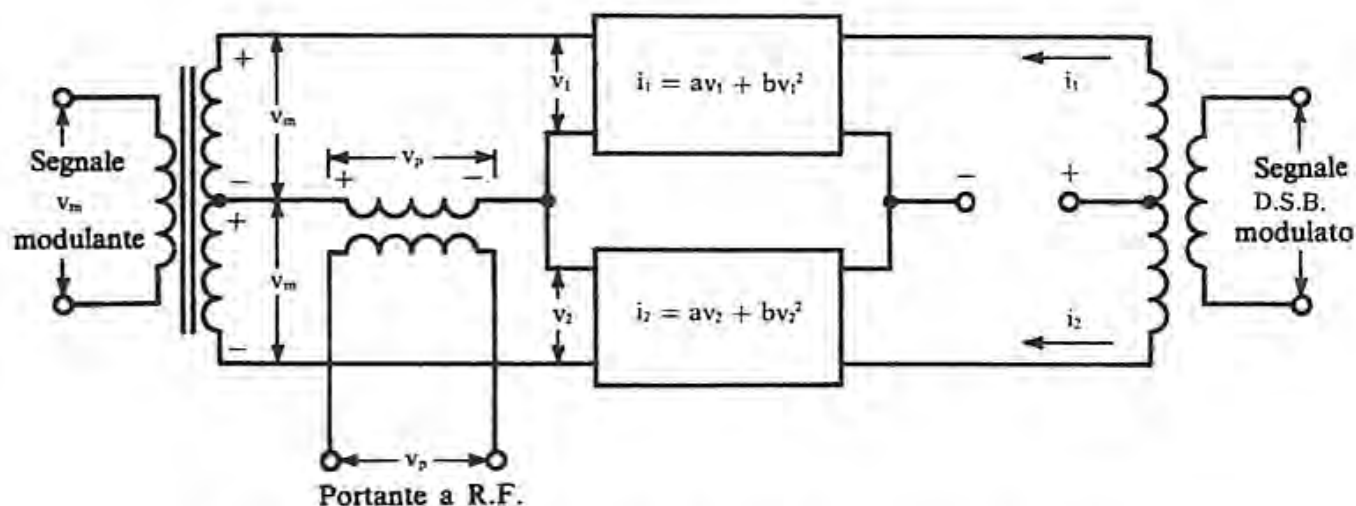


Fig. 21. - Modulatore bilanciato con elementi a caratteristica quadratica.

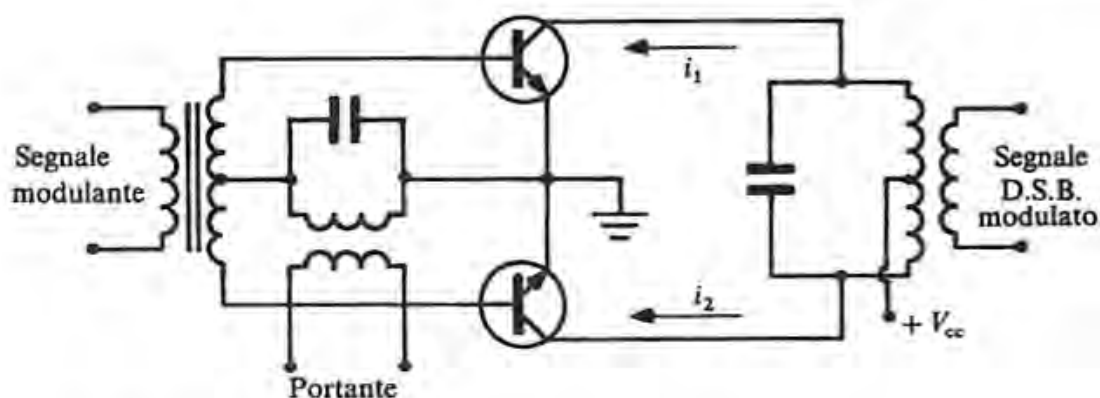


Fig. 22. - Schema di principio di un modulatore bilanciato a transistori.

portante applicata agli ingressi con la stessa fase, essa viene cancellata in uscita, poiché le componenti a frequenza portante delle correnti  $i_1$  e  $i_2$  sono fra loro in fase e, nella differenza, si cancellano.

In figura 22 è rappresentato lo schema di principio di un modulatore bilanciato che usa come elementi non lineari due transistori funzionanti in classe B. In figura 23 è riportato uno schema completo di modulatore bilanciato a transistori che non usa i trasformatori per l'ingresso del segnale modulante e della portante. La portante è applicata agli emettitori, in fase per entrambi i transistori  $Q_1$  e  $Q_2$  che agiscono come elementi non lineari. Il segnale modulante è applicato alle basi di  $Q_1$  e  $Q_2$  in controfase, attraverso un invertitore di fase (*phase splitter*) realizzato con il transistor  $Q_3$ . Le resistenze variabili  $R_1$  e  $R_2$  (*trimmer*) costituiscono il controllo del bilanciamento e sono regolate per la migliore soppressione della portante dall'uscita.

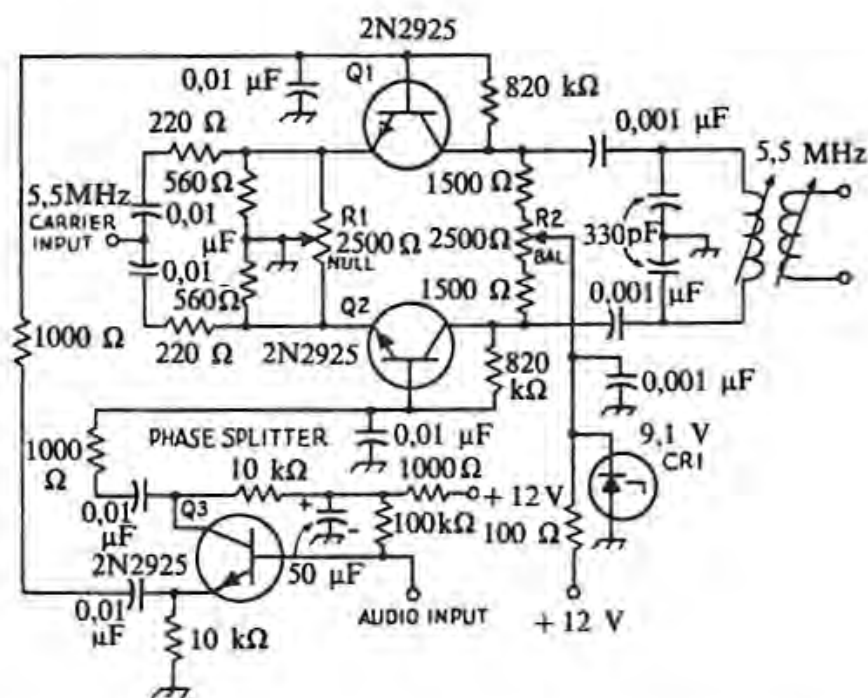
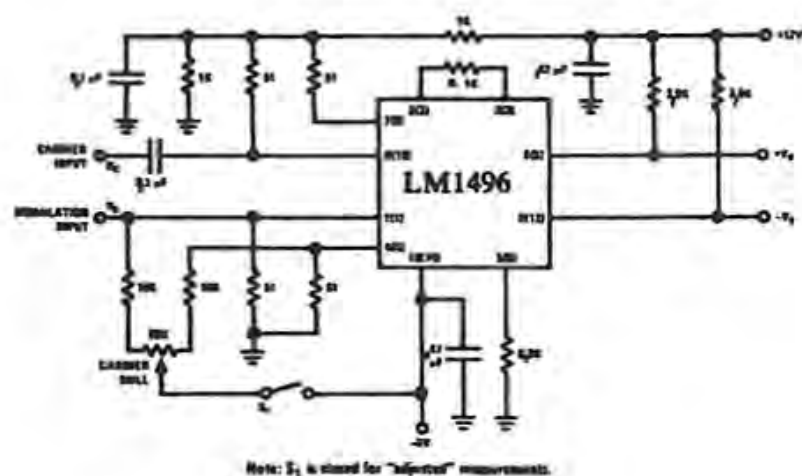
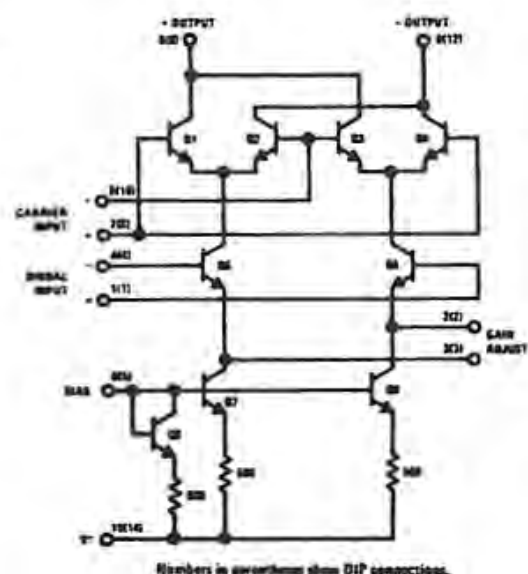


Fig. 23. - Modulatore bilanciato a transistori. Il transistor  $Q_3$  è l'invertitore di fase per il segnale modulante. Il circuito risonante di uscita è accordato sulla frequenza della portante e l'uscita è in push-pull. Il diodo Zener è usato per stabilizzare la tensione continua di alimentazione per i transistori  $Q_1$  e  $Q_2$ .

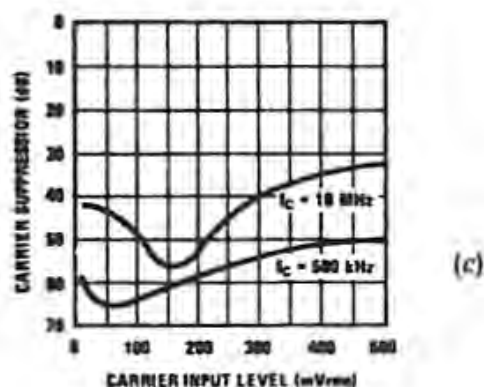
I modulatori bilanciati possono essere anche realizzati mediante circuiti integrati appositamente fabbricati per questo scopo, come i tipi MC1496G o MC1595 (Motorola), S5596 (Signetics), o LM1496 (National Semiconductor). In figura 24 è rappresentato un modulatore bilanciato realizzato con l'integrato LM1496.



(a)



(b)



(c)

**Fig. 24.** - Modulatore bilanciato con circuito integrato LM1496, in (a). In (b), costituzione interna del circuito integrato LM1496. Questo circuito produce una tensione di uscita che è proporzionale al prodotto di due tensioni di ingresso: il segnale modulante e la portante. In (c), soppressione della portante in funzione del livello della portante in ingresso, per due valori diversi della frequenza portante.