

CAPITOLO OTTAVO

DEMODULAZIONE DEI SEGNALE MODULATI IN AMPIEZZA RIVELAZIONE

1. Generalità

Il processo di demodulazione, comunemente detto di *rivelazione*, permette di riottenere, a partire dal segnale modulato, il segnale modulante originario. Le frequenze del segnale modulante, che erano state traslate in una zona più «alta» dell'asse delle frequenze mediante la modulazione, vengono, mediante il processo di demodulazione, traslate *all'indietro* e riportate nella loro posizione originaria.

La rivelazione è generalmente compiuta con un processo di rettificazione usando un elemento di circuito non lineare che nella maggior parte dei casi è un diodo a semiconduttore. Si possono distinguere due tipi di rivelazione: la *rivelazione lineare*, usata per segnali da rivelare di ampiezza relativamente grande, e la *rivelazione quadratica*, per piccoli segnali. La rivelazione lineare è così chiamata per il fatto che l'ampiezza del segnale rivelato in uscita dal rivelatore dipende linearmente dall'ampiezza della portante in ingresso. Nella modulazione quadratica, invece, l'ampiezza del segnale rivelato è proporzionale al quadrato dell'ampiezza della portante. In figura 1 è rappresentata la «curva di rivelazione» per un tipico diodo rivelatore al germanio a

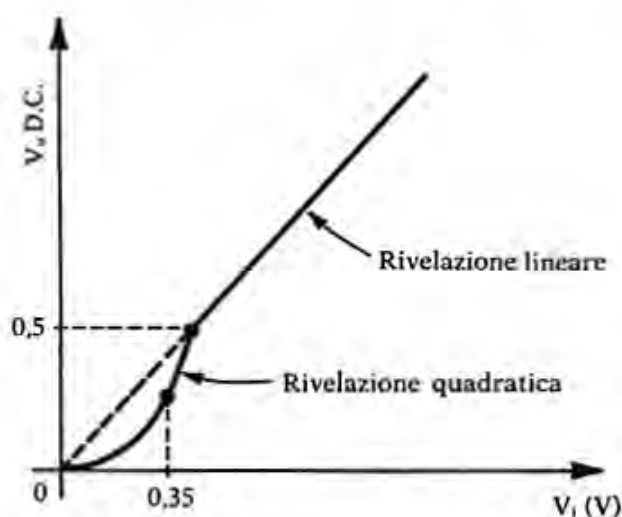


Fig. 1. - Curva di rivelazione di un diodo al germanio a punta di contatto.

punta di contatto; tale curva dà il valore della tensione di uscita rivelata in funzione dell'ampiezza della portante di ingresso. Per valori di quest'ultima compresi fra 0 e 0,35 volt circa il diodo si comporta come rivelatore quadratico e la tensione di uscita è proporzionale al quadrato dell'ampiezza della portante di ingresso, mentre per valori superiori la rivelazione è di tipo lineare. Un'altra differenza fra i due tipi di rivelazione è che in quella lineare la corrente attraverso il diodo scorre ad impulsi ed è nulla per una certa frazione del periodo della portante, mentre nella rivelazione quadratica la corrente nel diodo scorre continuamente, pur variando nel tempo, senza annullarsi.

2. Rivelatore di inviluppo a diodo

Il rivelatore che trova maggior impiego pratico è il *rivelatore di inviluppo* a diodo il cui schema, nella forma più semplice, è rappresentato in figura 2. Il carico di uscita è costituito da una resistenza R e un condensatore C , fra loro in parallelo, i cui valori, per un appropriato funzionamento del rivelatore, debbono essere scelti secondo i seguenti criteri:

1. il valore di R deve essere molto più grande di quello della resistenza diretta r_d del diodo al fine di ottenere, come risulterà nel seguito, un elevato *rendimento di rivelazione*;
2. il valore di C deve essere sufficientemente piccolo in modo che la costante di tempo RC sia abbastanza piccola rispetto al periodo della più alta frequenza di modulazione; allo stesso tempo, C deve essere sufficientemente grande in modo da ridurre la tensione residua a radiofrequenza che appare in uscita e massimizzare il rendimento di rivelazione.

Il funzionamento del rivelatore è illustrato in figura 3: nell'intorno di ciascun picco positivo della tensione di ingresso, corrispondente ad una piccola frazione del semiciclo positivo, il diodo è polarizzato direttamente e l'impulso di corrente attraverso esso carica il condensatore ad un valore di tensione pressoché uguale al picco stesso, data la bassa resistenza diretta del diodo; quando la tensione di ingresso, nell'intervallo fra un picco positivo ed il successivo, scende sotto il valore della tensione ai capi del condensatore, il diodo, risultando polarizzato inversamente, cessa di condurre e il condensatore si scarica attraverso la resistenza di carico con una costante di tempo pari a RC fino a che di nuovo, nell'intorno del successivo picco positivo della tensione di ingresso, il diodo riprende a condurre e il condensatore si ricarica.

La tensione risultante ai capi del condensatore, cioè la tensione di uscita, ha, perciò, l'andamento rappresentato in figura 3(a); in questa, tuttavia, l'effetto di seghettatura è

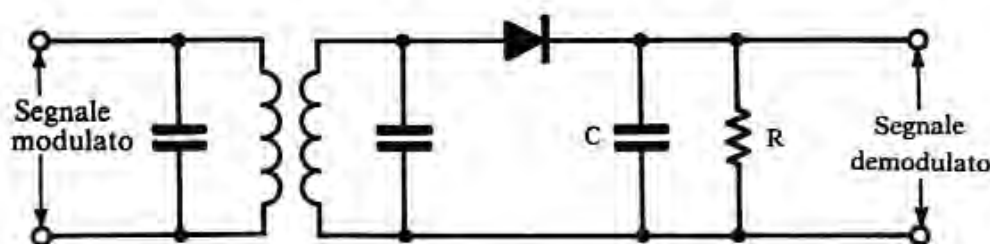


Fig. 2. - Rivelatore di inviluppo.

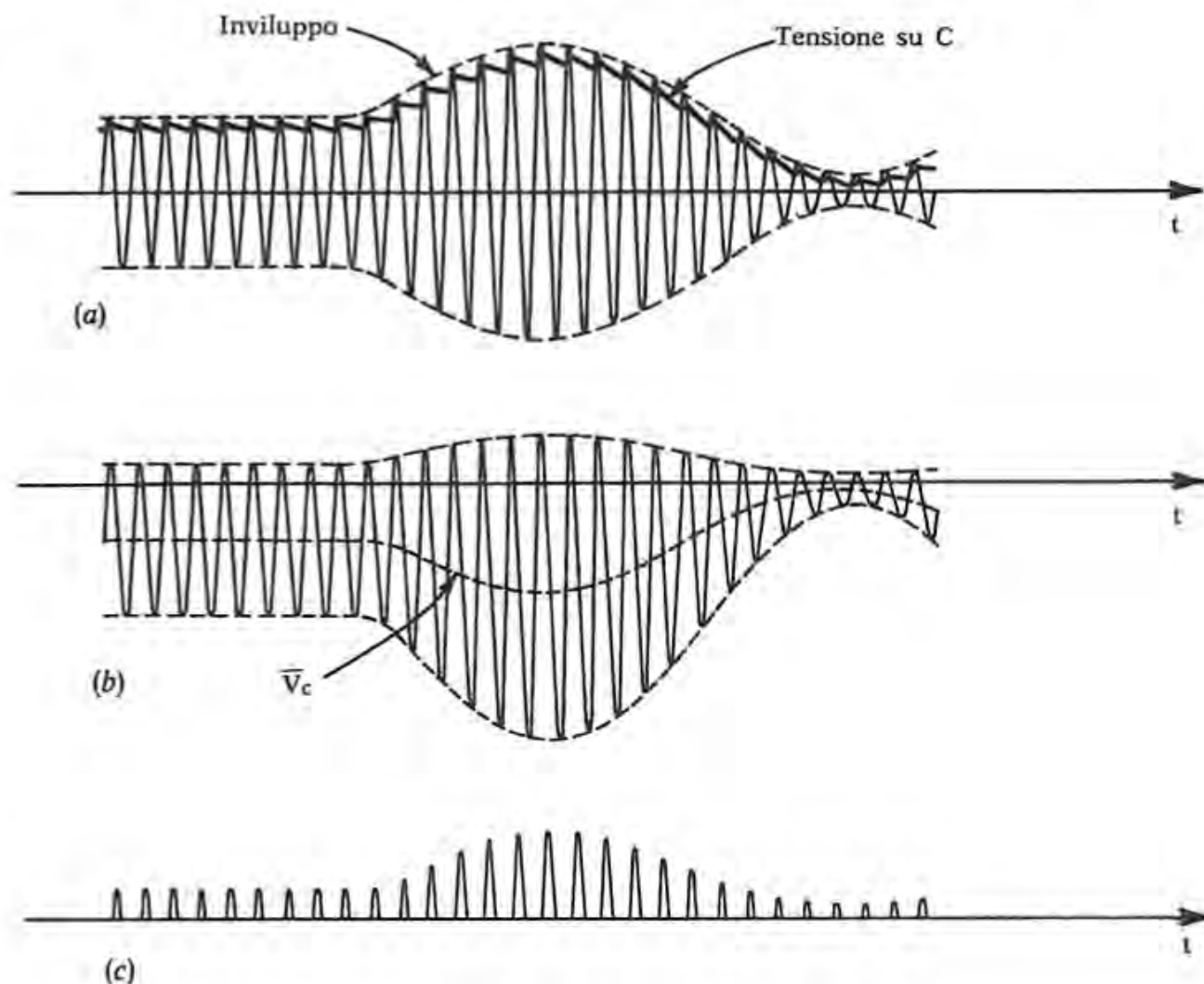


Fig. 3. - Forme d'onda nel rivelatore di inviluppo.

alquanto esagerato per motivi di disegno; in pratica la frequenza portante è ordinariamente molto più grande di quella di modulazione per cui, sotto ciascun ciclo dell'involuppo, vi sono moltissimi cicli del segnale di ingresso e di conseguenza la dentellatura è, in realtà, molto meno pronunciata di quanto possa apparire dalla figura 3(a). La tensione di uscita, quindi, segue essenzialmente l'involuppo della tensione modulata di ingresso ed ha la forma d'onda della tensione modulante originaria, a parte una componente continua e un residuo di radiofrequenza rappresentato dalla seghettatura (*ripple*).

Gli impulsi di corrente attraverso il diodo [fig. 3(c)] hanno un'altezza variabile in presenza di modulazione ed il valore medio della corrente, su un ciclo di portante, fluttua seguendo la legge della modulazione.

In figura 4 sono rappresentati, posti in corrispondenza con la caratteristica del diodo, gli andamenti della corrente, della tensione ai capi del diodo e della tensione di uscita. Per avere in quest'ultima una piccola ampiezza delle variazioni a radiofrequenza, la costante di tempo RC deve essere molto grande rispetto al periodo della portante, in modo da evitare una eccessiva scarica del condensatore fra due picchi positivi consecutivi, altrimenti l'involuppo del segnale di ingresso non sarebbe sufficientemente approssimato. La reattanza del condensatore C , alla frequenza della portante, deve essere perciò molto piccola rispetto alla resistenza R . Tuttavia, come già è stato detto, la costante di tempo RC deve, al contempo, essere sufficientemente piccola rispetto al

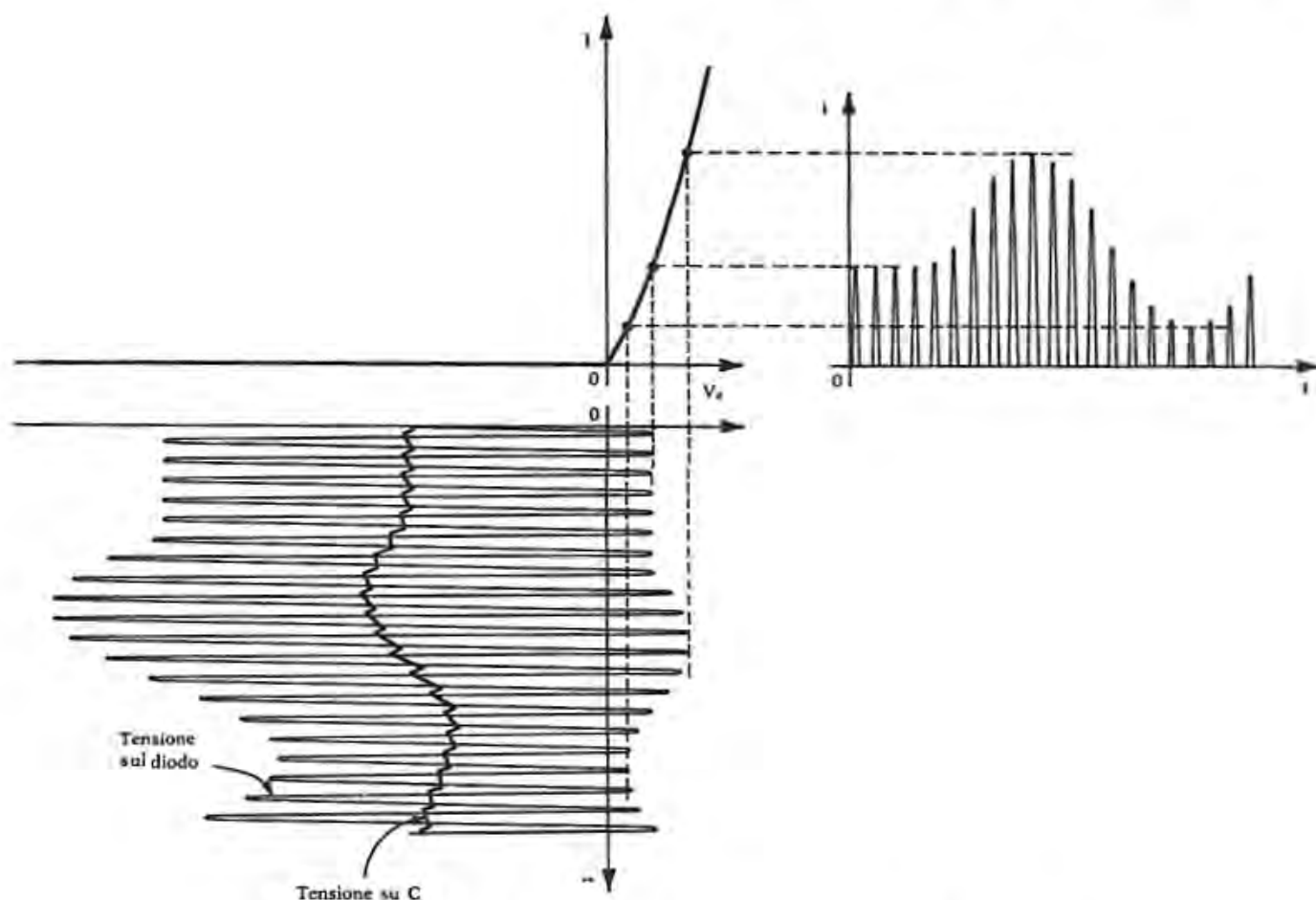


Fig. 4. - Corrente e tensione nel diodo del rivelatore di inviluppo.

periodo della più alta frequenza di modulazione per evitare che il condensatore si scarichi troppo lentamente impedendo alla tensione di uscita di seguire l'inviluppo durante la fase in cui quest'ultimo va decrescendo.

Distorsione per taglio diagonale e scelta della costante di tempo RC

Se la costante di tempo RC del carico è maggiore di un determinato valore, la tensione ai capi del condensatore non riesce a diminuire con la stessa rapidità con cui decresce la curva di inviluppo, ma segue un andamento come è rappresentato in fig. 5;

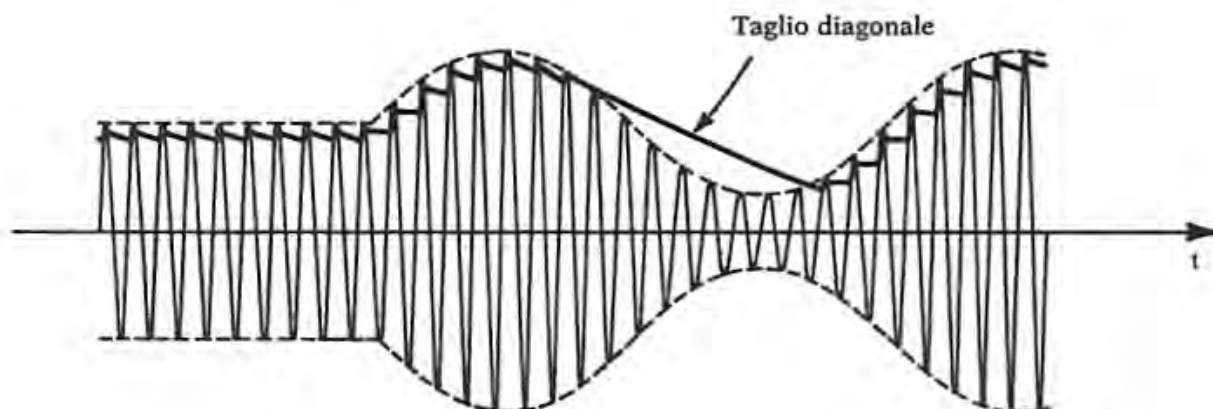


Fig. 5. - Distorsione per taglio diagonale.

per diversi cicli del segnale di ingresso, il diodo rimane interdetto e la tensione di uscita presenta una tipica distorsione, detta per *taglio diagonale* (*diagonal clipping*).

Per calcolare il massimo valore ammissibile di RC , è necessario imporre che il condensatore si scarichi su R ad un ritmo uguale o maggiore di quello con cui scende l'involuppo del segnale modulato di ingresso. L'equazione della curva involuppo, supponendo la modulazione sinusoidale, può scriversi:

$$A(t) = V_p(1 + m \cos \omega_m t)$$

Ad un particolare istante $t = t_0$, il valore e la *pendenza* dell'involuppo sono:

$$A(t_0) = V_p(1 + m \cos \omega_m t_0)$$

$$\left(\frac{dA}{dt}\right)_{t_0} = -mV_p\omega_m \sin \omega_m t_0$$

Se la tensione v_c sul condensatore uguaglia, all'istante $t = t_0$, il valore dell'involuppo:

$$v_c(t_0) = V_{c0} = V_p(1 + m \cos \omega_m t_0)$$

allora la tensione v_c diminuisce, dall'istante t_0 in poi, secondo l'espressione:

$$v_c(t) = V_{c0}e^{-(t-t_0)/RC}$$

con una pendenza iniziale uguale a:

$$\left(\frac{dv_c}{dt}\right)_{t_0} = -\frac{V_{c0}}{RC} = -\frac{V_p}{RC}(1 + m \cos \omega_m t_0)$$

Per evitare la distorsione per taglio diagonale del segnale demodulato, la tensione sul condensatore deve essere inferiore al valore dell'involuppo per $t > t_0$ e la pendenza della curva di v_c deve essere inferiore, in senso algebrico (cioè maggiore in valore assoluto), a quella dell'involuppo per $t = t_0$. Deve allora essere soddisfatta la condizione:

$$-\frac{V_p}{RC}(1 + m \cos \omega_m t_0) \leq -mV_p\omega_m \sin \omega_m t_0$$

cioè:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m \left[\frac{m \sin \omega_m t_0}{1 + m \cos \omega_m t_0} \right]} \quad (1)$$

La (1) deve essere soddisfatta per qualunque valore di t_0 e quindi anche per la condizione peggiore che si ha per quel valore di $t_0 = t'_0$ per cui l'espressione fra parentesi è massima e cioè il secondo membro della (1) è minimo. Derivando l'espressione fra parentesi rispetto a t_0 e uguagliando a zero la derivata, il massimo si ottiene per un valore di $t_0 = t'_0$ per cui:

$$\cos \omega_m t'_0 = -m$$

$$\sin \omega_m t'_0 = \sqrt{1 - m^2}$$

Sostituendo queste relazioni nella (1) si ottiene:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m} \cdot \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m} \quad (2)$$

Una costante di tempo che soddisfa la condizione (2) assicura che la tensione sul condensatore abbia un ritmo di diminuzione maggiore di quello dell'inviluppo all'istante t_0 in cui si ha l'uguaglianza fra il valore dell'inviluppo e quello di v_C , indipendentemente dal punto del ciclo a cui tale istante t_0 si verifica. Dato che gli impulsi di corrente attraverso il diodo ripristinano ripetutamente la tensione sul condensatore ad un valore praticamente uguale a quello dell'inviluppo durante il ciclo di modulazione, l'istante t_0 assume essenzialmente tutti i valori del tempo durante il ciclo dell'inviluppo. Quindi, se è soddisfatta la condizione (2), la tensione di uscita è in grado di seguire la forma dell'inviluppo.

È impossibile tuttavia soddisfare la condizione (2) quando $m = 1$ e quindi, quando la profondità di modulazione è del 100%, l'uscita dal rivelatore è sempre distorta; ciò corrisponde al fatto fisico che la tensione su un condensatore impiega un tempo teoricamente infinito per scendere a zero. Sperimentalmente si è trovato che, se l'inviluppo è dovuto ad un segnale modulante audio, nella riproduzione del suono il valore della distorsione non è eccessivo se:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m \cdot m} \quad (3)$$

La condizione (2) o la (3) va applicata alla più alta frequenza di modulazione poiché è in corrispondenza di questa che l'andamento di discesa dell'inviluppo ha la massima ripidità.

Rendimento di rivelazione

Se il segnale applicato all'ingresso del rivelatore non è modulato, la tensione di uscita, ai capi di R e di C , è costituita da una componente continua V_{dc} a cui è sovrapposta una componente alternativa, di forma seghettata, chiamata tensione di *ripple*, la cui componente fondamentale ha una frequenza uguale a quella del segnale di ingresso, e gli impulsi di corrente attraverso il diodo hanno un valore medio \bar{I} costante, come si può osservare nella parte a sinistra delle forme d'onda di figura 3. Questa corrente media \bar{I} attraverso il diodo (media eseguita su un ciclo di portante) scorre attraverso la resistenza di carico R , per cui si ha: $V_{dc} = R \cdot \bar{I}$. Si definisce *efficienza di rivelazione* o *rendimento di rivelazione della portante* η il rapporto:

$$\eta = \frac{V_{dc}}{V_p}$$

fra la tensione continua di uscita V_{dc} e l'ampiezza del segnale di ingresso non modulato (ampiezza della portante). Il valore del rendimento è funzione del rapporto R/r_d e del parametro ωRC , in cui ω è la pulsazione della portante; r_d è la resistenza diretta del diodo più la resistenza della sorgente del segnale (la resistenza diretta del diodo è la resistenza diretta *media*, data dall'inverso della pendenza della caratteristica diretta del diodo, che si può ritenere per semplicità rettilinea). In figura 6 è rappresentato l'andamento del rendimento di rivelazione in funzione del rapporto R/r_d , per diversi valori del parametro ωRC ; si osserva che conviene scegliere il valore di C in modo che ωRC sia il più grande possibile, senza però superare, ovviamente, il valore di RC oltre il quale si avrebbe la distorsione per taglio diagonale. Il rendimento di rivelazione si

tensione R_1 - R_2 e tale tensione è così bassa che il transistor è polarizzato approssimativamente all'interdizione, con funzionamento in classe B . Con il segnale di ingresso modulato, si ha una corrente di collettore pulsante in corrispondenza di ogni semiciclo positivo della tensione modulata. L'ampiezza degli impulsi di corrente di collettore è all'incirca proporzionale all'ampiezza della corrente di base; in uscita, ai capi del gruppo R - C , si ottiene quindi una tensione che varia nel tempo secondo la forma dell'involuppo del segnale modulato (con inversione di fase). Il condensatore C ha una capacità tale che la sua reattanza è elevata per le frequenze audio della modulazione, ma costituisce un corto circuito per le componenti a R.F. della corrente di collettore. La tensione continua che si ha sull'emettitore, in seguito alla rivelazione, viene retrocessa verso gli stadi precedenti per il C.A.G.

4. Rivelazione quadratica

Si supponga di applicare un *debole* segnale modulato in ampiezza all'ingresso di un dispositivo non lineare la cui caratteristica «corrente di uscita-tensione di ingresso» $i = f(v)$ sia:

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + \dots$$

e inoltre si supponga che i coefficienti di tutte le potenze di v maggiori di 2 siano trascurabili. Il segnale di ingresso $v(t) = [V_p + kv_m(t)] \cos \omega_0 t$, modulato in ampiezza con il segnale modulante $v_m(t)$, produce all'uscita del dispositivo quadratico (*square-law detector*) una corrente i data dall'espressione:

$$i = a_0 + a_1 [V_p + kv_m(t)] \cos \omega_0 t + \frac{a_2}{2} [V_p + kv_m(t)]^2 \cos 2\omega_0 t + \frac{a_2}{2} [V_p + kv_m(t)]^2$$

ottenuta sostituendo l'espressione di $v(t)$ in quella di $i = f(v)$. Il secondo e il terzo termine dell'espressione di i non hanno alcun interesse nel processo di rivelazione poiché rappresentano componenti a radiofrequenza della corrente di uscita, che vengono eliminate dal carico mediante un filtro passa-basso (generalmente costituito semplicemente da un condensatore di filtro). Il quarto termine dell'espressione di i contiene le componenti di bassa frequenza i_{bf} della corrente totale i ; sviluppando questo termine si ha:

$$i_{bf} = \frac{a_2}{2} V_p^2 + a_2 k V_p v_m(t) + \frac{a_2}{2} k^2 v_m^2(t)$$

In questa espressione il primo termine è costante nel tempo e costituisce un contributo alla componente continua totale della corrente i . Il secondo termine: $a_2 k V_p v_m(t)$, riproduce il segnale modulante originario e rappresenta quindi l'uscita utile dal rivelatore. Il terzo termine: $(a_2/2) k^2 v_m^2(t)$, produce componenti aventi frequenze diverse da quelle del segnale modulante originario e rappresenta, pertanto, un termine di *distorsione* nel segnale di uscita: queste componenti di distorsione non possono essere sempre eliminate mediante filtraggio poiché le loro frequenze possono essere comprese nella banda del segnale demodulato utile di uscita. Nel caso di segnale modulante sinusoidale si ha: $kv_m(t) = kV_m \cos \omega_m t = mV_p \cos \omega_m t$, dove m è l'indice di modulazione,

per cui:

$$i_{bf} = \frac{a_2}{2} V_p^2 + \frac{a_2}{4} V_p^2 m^2 + a_2 V_p^2 m \cos \omega_m t + \frac{a_2}{4} V_p^2 m^2 \cos 2\omega_m t$$

Il secondo termine di questa espressione rappresenta un ulteriore contributo alla componente continua della corrente; il terzo termine è il segnale utile, a frequenza di modulazione, avente un'ampiezza proporzionale alla profondità di modulazione m e al *quadrato* dell'ampiezza della portante; il quarto termine è la componente di distorsione, avente una frequenza doppia di quella del segnale modulante originario sinusoidale e un'ampiezza proporzionale al quadrato della profondità di modulazione. È necessario che l'ampiezza della componente di seconda armonica sia piccola rispetto a quella della componente utile; per una distorsione di seconda armonica inferiore al 10% deve essere:

$$\frac{a_2}{4} V_p^2 m^2 < \frac{1}{10} a_2 V_p^2 m$$

cioè:

$$m < 0,4$$

Per mantenere la distorsione inferiore al 10%, la profondità di modulazione del segnale di ingresso al rivelatore quadratico deve essere quindi inferiore al 40%, per una modulazione sinusoidale.

Malgrado questa limitazione, i rivelatori quadratici sono stati largamente usati con risultati generalmente soddisfacenti, probabilmente perché la modulazione media di un ordinario programma radio è dell'ordine del 40%.

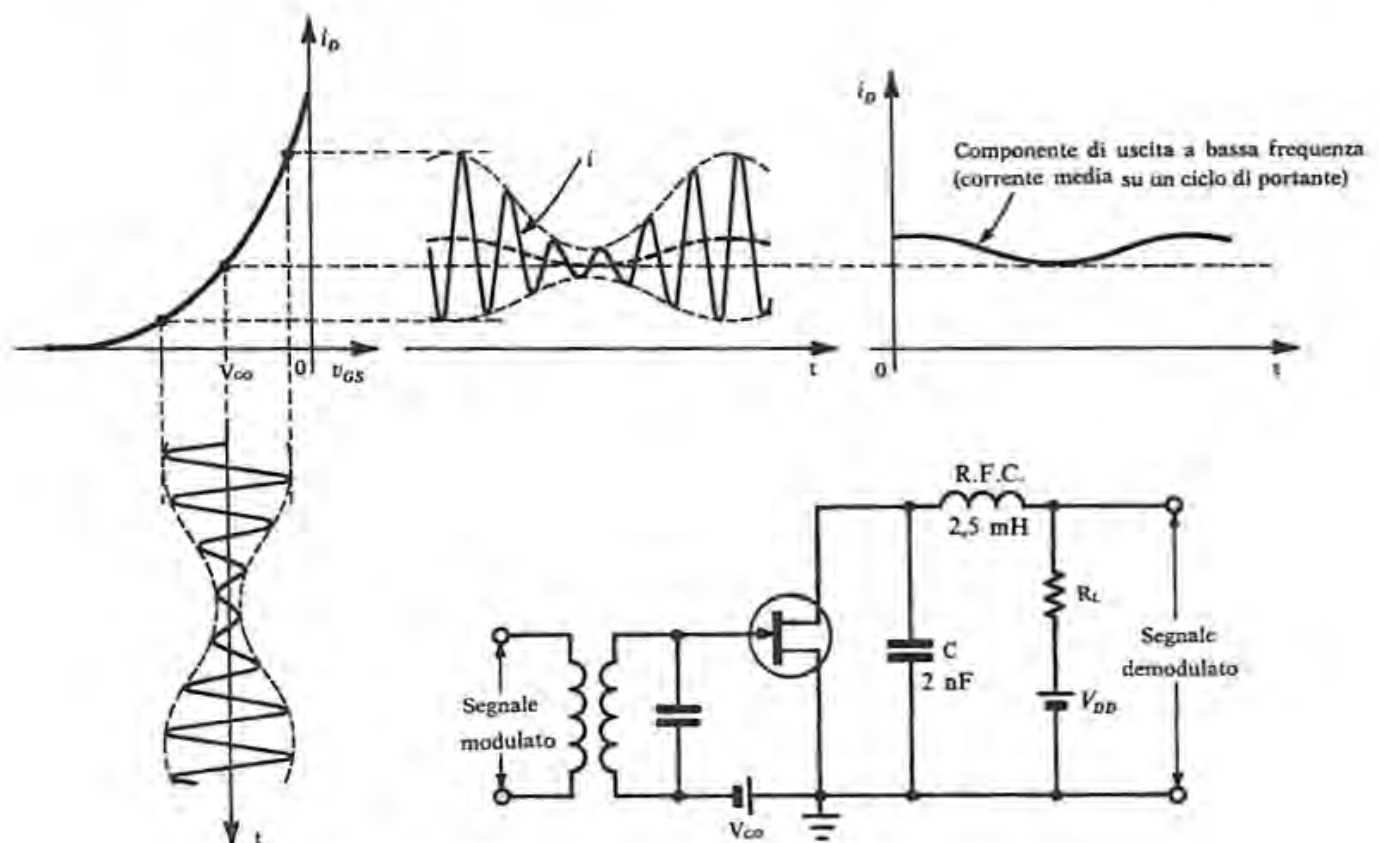


Fig. 13. - Rivelatore quadratico e relative forme d'onda.

Se il segnale modulante è costituito da diverse componenti sinusoidali, come è sempre nella realtà, allora la corrente di uscita contiene, fra l'altro, oltre alle componenti utili che riproducono il segnale modulante originario, anche quelle di distorsione, aventi frequenze sia doppie, sia date dalla somma e dalla differenza di quelle costituenti il segnale modulante originario. Come si è già detto, tali componenti estranee, se cadono nella banda del segnale utile di uscita, non possono essere, ovviamente, eliminate mediante il filtro di uscita.

Come elemento non lineare, per ottenere la rivelazione quadratica di segnali di piccola ampiezza, si può usare un diodo, un tubo elettronico (triodo o pentodo), o un transistor (ad esempio JFET o MOSFET), opportunamente polarizzati nel punto in cui la curva caratteristica presenta una elevata curvatura. Usando un diodo, la rivelazione di piccoli segnali viene ottenuta utilizzando la curvatura della caratteristica nell'intorno dell'origine.

In figura 13 è rappresentato lo schema di un rivelatore quadratico con JFET, insieme alle relative forme d'onda che ne mostrano il funzionamento. Il filtro per eliminare dall'uscita le componenti a radiofrequenza della corrente di *drain* è costituito da un condensatore *by-pass* C e da una induttanza di blocco per la R.F. (R.F.C.), posta in serie alla resistenza di carico R_L .

5. Demodulazione dei segnali D.S.B. e S.S.B.

Per poter demodulare i segnali di tipo D.S.B. e S.S.B., che vengono trasmessi con portante soppressa, è necessario *rigenerare* localmente, nel ricevitore, la *portante di demodulazione* (detta anche *portante di riferimento*) con la stessa frequenza e con la stessa fase di quella che era stata soppressa in trasmissione (*portante di modulazione*) e combinare questa portante con il segnale da demodulare. Si è già detto nel capitolo IV (paragrafo 6) che i due tipi fondamentali di demodulazione sono la *demodulazione a prodotto* e la *demodulazione di inviluppo*.

Nella *demodulazione a prodotto* (detta anche *omodina*, o *sincrona*, o *coerente*), il segnale da demodulare viene *moltiplicato* per la portante di demodulazione e dal segnale così ottenuto si «estrae» il segnale di informazione mediante filtraggio con un filtro passa-basso. Nel caso di segnale modulato di tipo D.S.B., espresso in funzione del tempo da $v_m(t) \cos \omega_0 t$, [in cui $v_m(t)$ è il segnale di informazione modulante e ω_0 è la pulsazione della portante di modulazione] si è già visto che, se la portante di demodulazione rigenerata ha la stessa frequenza e la stessa fase di quella di modulazione, il segnale demodulato all'uscita del filtro passa-basso è il segnale modulante originario $v_m(t)$, mentre se la portante di demodulazione ha un errore di fase α il segnale demodulato è $v_m(t) \cos \alpha$, cioè il segnale $v_m(t)$ originario ridotto secondo il fattore $\cos \alpha$, senza alcuna distorsione. A questo risultato si può dare un'interpretazione abbastanza semplice e utile mediante la rappresentazione vettoriale. Il segnale modulato $v_m(t) \cos \omega_0 t$, può essere rappresentato mediante un vettore ruotante con velocità angolare ω_0 e di lunghezza, variabile nel tempo, data da $v_m(t)$, come è indicato in figura 14(a). Per un osservatore solidale con il vettore rappresentativo del segnale D.S.B., il vettore stesso appare con lunghezza variabile e inverte il suo verso di allungamento o accorciamento ogni volta che il segnale modulante, passando per lo zero, da positivo diventa negativo o viceversa (*salto di fase di 180°*). La portante di demodulazione è

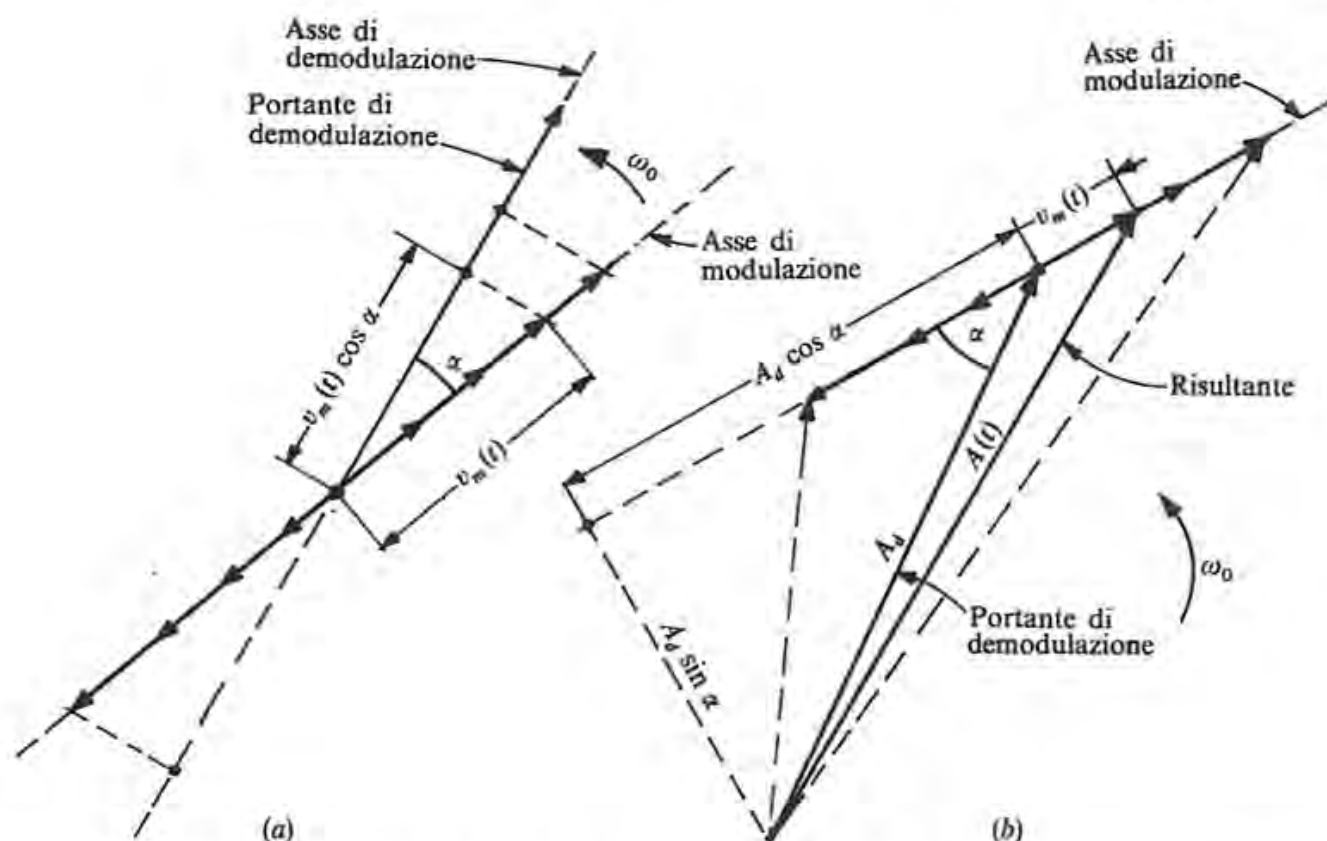


Fig. 14. - Rappresentazione vettoriale per la demodulazione a prodotto del segnale D.S.B., in (a); in (b), per la demodulazione di inviluppo.

invece rappresentabile con un vettore ruotante con la stessa velocità angolare ω_0 , ma di lunghezza costante (uguale alla sua ampiezza A_d), e formante un angolo α con il vettore del segnale modulato se la portante ha un errore di fase α . Poiché il segnale demodulato è $v_m(t) \cos \alpha$, il suo valore istantaneo può essere considerato proporzionale alla *proiezione* del vettore del segnale modulato sulla direzione del vettore della portante di demodulazione. La direzione del vettore del segnale modulato D.S.B. rappresenta l'*asse di modulazione*, mentre la direzione del vettore della portante di riferimento rappresenta l'*asse di demodulazione*. È necessario che l'asse di demodulazione coincida con l'asse di modulazione, cioè la portante di demodulazione deve essere «sincrona» con quella di modulazione, con la stessa fase, in modo che sia $\alpha = 0$ e $\cos \alpha = 1$. Se fosse $\alpha = 90^\circ$ (assi di modulazione e di demodulazione fra loro in quadratura) il segnale di informazione all'uscita del demodulatore scomparirebbe (la proiezione del vettore del segnale modulato sull'asse di demodulazione sarebbe nulla).

Se il segnale D.S.B. viene demodulato usando la *demodulazione di inviluppo*, la portante di demodulazione [avente in generale l'espressione $A_d \cos(\omega_0 t + \alpha)$, in cui A_d è la sua ampiezza e α l'eventuale errore di fase] viene *sommata* al segnale da demodulare e il segnale risultante è applicato al rivelatore di inviluppo. Il corrispondente diagramma vettoriale è rappresentato in figura 14(b). All'ingresso del rivelatore di inviluppo il segnale risultante è:

$$v_m(t) \cdot \cos \omega_0 t + A_d \cos(\omega_0 t + \alpha) = [v_m(t) + A_d \cos \alpha] \cos \omega_0 t - [A_d \sin \alpha] \sin \omega_0 t$$

e il suo inviluppo $A(t)$ è:

$$A(t) = \sqrt{[v_m(t) + A_d \cos \alpha]^2 + [A_d \sin \alpha]^2} = A_d \sqrt{1 + \frac{2}{A_d} v_m(t) \cos \alpha + \frac{v_m^2(t)}{A_d^2}}$$

Sviluppando in serie l'espressione dell'involuppo si ottiene:

$$A(t) = A_d \left[1 + \frac{1}{A_d} v_m(t) \cos \alpha + \underbrace{\frac{1}{2 A_d^2} v_m^2(t) + \dots}_{\text{termini di distorsione non lineare}} \right]$$

Se l'ampiezza A_d della portante di demodulazione rigenerata è *molto grande* rispetto all'ampiezza massima del segnale da demodulare, i termini di *distorsione non lineare* sono trascurabili e si può considerare $A(t) \cong A_d + v_m(t) \cos \alpha$. Il rivelatore di involuppo fornisce alla sua uscita un segnale che è l'involuppo del segnale all'ingresso e, quindi, a meno della componente continua A_d , il segnale all'uscita del rivelatore di involuppo è $v_m(t) \cos \alpha$. Pertanto, se la portante di demodulazione ha ampiezza *molto grande*, si ottiene lo stesso risultato come per la demodulazione a prodotto.

Si consideri ora il caso della demodulazione di un segnale di tipo S.S.B., utilizzando la *demodulazione a prodotto*, che è la più usata. Supponendo il segnale S.S.B. ad esempio con la banda laterale superiore, come si è visto nel capitolo IV (paragrafo 6), questo segnale può essere espresso, in funzione del tempo, mediante le cosiddette *componenti in fase e in quadratura* (rispetto alla portante soppressa), cioè:

$$v(t) = v_m(t) \cdot \cos \omega_0 t - \hat{v}_m(t) \cdot \sin \omega_0 t$$

Il segnale S.S.B. può essere rappresentato vettorialmente con due vettori ruotanti alla stessa velocità angolare ω_0 , ma fra loro in quadratura, e aventi lunghezze, variabili nel tempo, date da $v_m(t)$ e $\hat{v}_m(t)$, come è mostrato in figura 15(a). Nel caso di demodulazione sincrona, con portante di demodulazione senza errore di fase ed espressa da $A_d \cos \omega_0 t$, all'uscita del filtro passa-basso del demodulatore si ricostruisce perfettamente il segnale di informazione originario $v_m(t)$. Infatti, dopo la moltiplicazione si ha:

$$\begin{aligned} & [v_m(t) \cos \omega_0 t - \hat{v}_m(t) \sin \omega_0 t] \cdot A_d \cos \omega_0 t = \\ & = \frac{A_d}{2} v_m(t) + \frac{A_d}{2} [v_m(t) \cos 2\omega_0 t - \hat{v}_m(t) \sin 2\omega_0 t] \end{aligned}$$

Questa espressione indica che l'uscita del moltiplicatore è costituita dal segnale di informazione originario $v_m(t)$ e da un segnale di tipo S.S.B. con portante (soppressa) di frequenza $2f_0$. Il filtro passa-basso elimina questa componente S.S.B. per cui all'uscita si ottiene soltanto il segnale $v_m(t)$ originario desiderato. Si osserva che la componente in quadratura del segnale S.S.B. da demodulare, se la portante di demodulazione non ha errore di fase, non produce alcun contributo al segnale demodulato. Questo risultato poteva essere dedotto anche con considerazioni sulla rappresentazione vettoriale. Infatti, come si è visto precedentemente esaminando il caso del segnale D.S.B., il demodulatore a prodotto fornisce, come segnale demodulato alla sua uscita, un segnale che è rappresentato dalla proiezione del vettore del segnale modulato sull'asse di demodulazione: se l'asse di demodulazione coincide con l'asse di modulazione, come è indicato in figura 15(a), la componente in quadratura del segnale S.S.B. da demodulare è in quadratura anche con la portante di demodulazione e, quindi, la sua proiezione sull'asse di demodulazione è nulla. Se invece la portante di demodulazione ha un errore di fase α , si può facilmente dimostrare che (prescindendo dalla costante moltiplicativa $A_d/2$) l'uscita dal demodulatore a prodotto è:

$$v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha$$

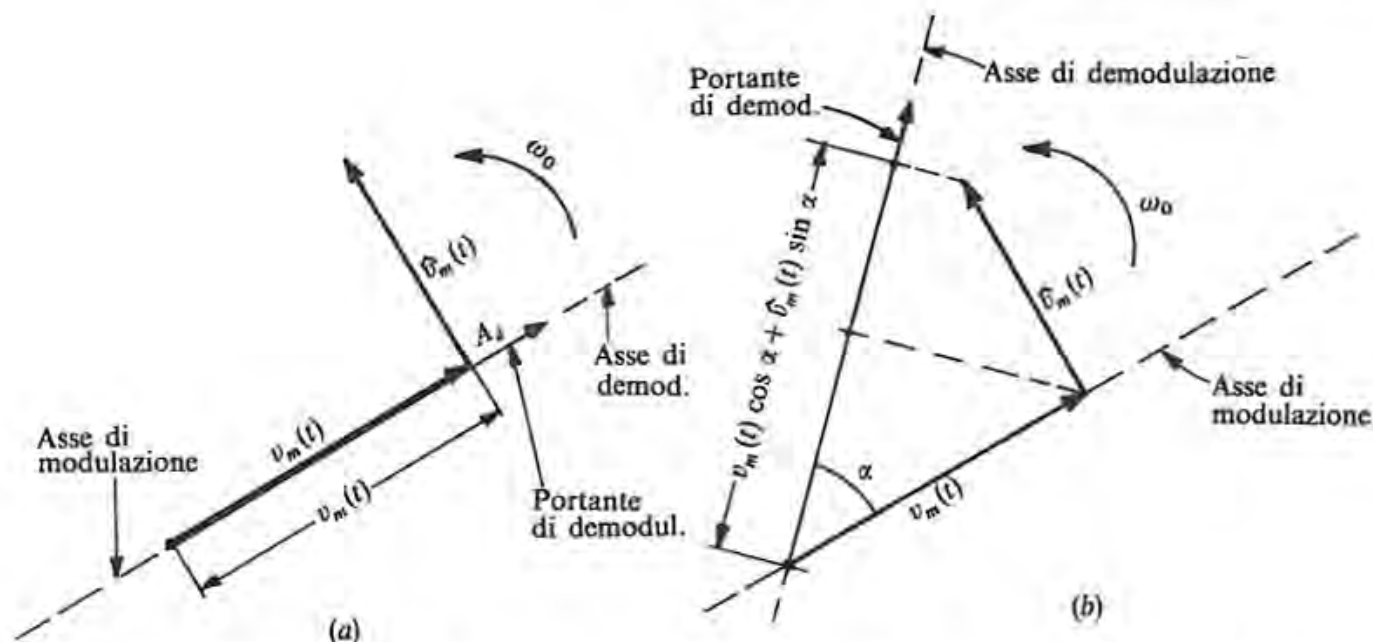


Fig. 15. - Rappresentazione vettoriale del segnale S.S.B., per la demodulazione a prodotto. In (a), con portante di demodulazione sincrona (senza errore di fase); in (b), con errore di fase.

Oltre al segnale di informazione originario (ridotto secondo il fattore $\cos \alpha$) è presente il segnale $\hat{v}_m(t) \sin \alpha$, dovuto alla componente in quadratura del segnale S.S.B. Infatti, come si può dedurre dal diagramma vettoriale di figura 15(b), la componente in quadratura ha una proiezione non nulla sull'asse di demodulazione quando questo non coincide con l'asse di modulazione. Il termine $\hat{v}_m(t) \sin \alpha$ costituisce una componente di *distorsione lineare* del segnale demodulato. Si può dimostrare che il segnale demodulato $[v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha]$, in presenza di errore di fase α , si può considerare ottenuto dal segnale demodulato in condizioni ideali, cioè $v_m(t)$, facendo passare $v_m(t)$ attraverso un quadripolo avente funzione di trasferimento $H(f)$ con *risposta in ampiezza* costante e uguale a 1 e con *risposta in fase* costante e uguale a $-\alpha$, per tutte le frequenze (da 0 a ∞). Pertanto il segnale $[v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha]$ e il segnale $v_m(t)$ hanno lo stesso spettro di ampiezza, ma diverso spettro di fase: le componenti del segnale $[v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha]$ hanno le fasi che differiscono di $-\alpha$ dalle fasi delle componenti di $v_m(t)$. La potenza del segnale demodulato non viene quindi modificata dalla presenza di un errore di fase (a differenza di quanto si ha invece nei sistemi in D.S.B.), poiché la potenza di un segnale è determinata soltanto dal suo spettro di ampiezza, e non dallo spettro di fase. Se il segnale modulante originario $v_m(t)$ è un *segnale audio*, dato che l'orecchio umano è sensibile soltanto alle ampiezze e alle frequenze delle componenti del segnale, e non alle loro fasi, l'alterazione delle fasi delle componenti del segnale demodulato non viene percepita e, quindi, la «coerenza di fase» della portante di demodulazione non è un requisito essenziale nella demodulazione dei segnali S.S.B. che trasportano l'informazione audio.

È possibile a questo punto riassumere i risultati ottenuti usando la demodulazione a prodotto nei casi di segnale D.S.B. e di segnale S.S.B. In entrambi i casi, se l'errore di fase α della portante di demodulazione è nullo (per cui $\cos \alpha = 1$ e $\sin \alpha = 0$) si ha la «ricostruzione» perfetta del segnale modulante. Se invece l'errore di fase non è nullo, bisogna distinguere il caso di segnale D.S.B. da quello di segnale S.S.B. Nel primo caso l'effetto di un errore di fase è di ridurre semplicemente l'ampiezza del segnale demodulato: piccoli valori dell'errore di fase non producono sensibili conseguenze,

I modulatori bilanciati descritti nel capitolo VI possono essere usati anche come demodulatori a prodotto. Un esempio di demodulatore ad anello con quattro diodi è mostrato in figura 16(a); in questo circuito il trasformatore sul lato di uscita è stato sostituito con una coppia di condensatori aventi reattanza molto piccola per la frequenza portante e abbastanza elevata per le frequenze del segnale modulante. Un altro demodulatore ad anello di diodi è rappresentato in figura 16(b), in cui è utilizzata una coppia di resistori uguali per introdurre la tensione della portante di demodulazione. Uno dei terminali fra cui è applicata la portante è messo a massa e ciò costituisce un vantaggio rispetto allo schema in (a). Il condensatore C_1 ha un valore di capacità tale da presentare una reattanza molto piccola alla frequenza della portante. Per eliminare le componenti a R.F. viene usato in uscita un filtro passa-basso a induttanza e capacità.

In figura 17 è rappresentato un rivelatore a prodotto che usa un JFET e un filtro passa-basso a pi greco ad induttanza e capacità. Anche i circuiti integrati possono essere usati con vantaggio per realizzare rivelatori a prodotto. In figura 18 è rappresentata l'utilizzazione del circuito integrato LM1596 come demodulatore a prodotto per i segnali S.S.B. Il filtro passa-basso in uscita è del tipo a resistenza e capacità.

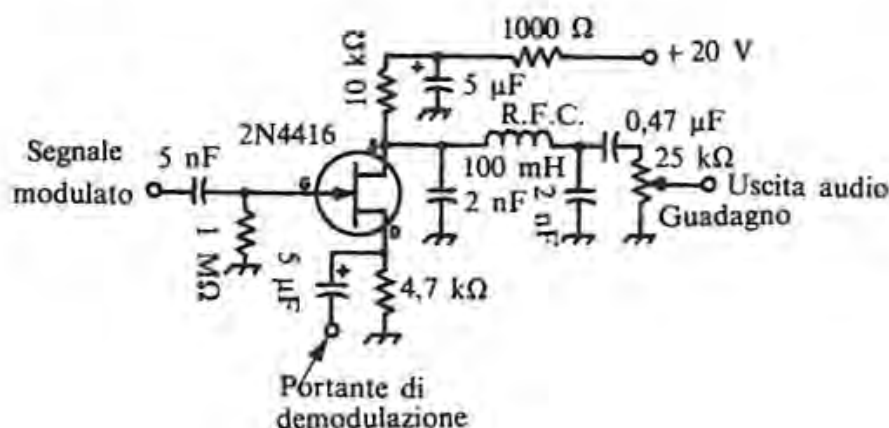


Fig. 17. - Rivelatore a prodotto con JFET.

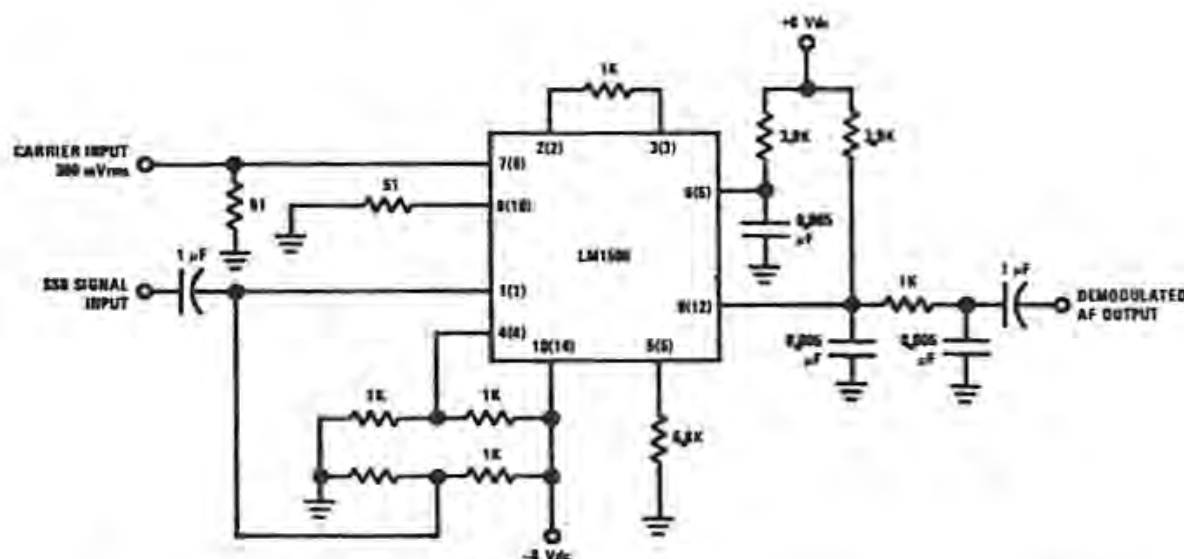


Fig. 18. - Rivelatore a prodotto per segnali S.S.B. con circuito integrato LM1596. Il livello ottimo dell'ampiezza della portante è $300 \text{ mV}_{\text{rms}}$. Il segnale S.S.B. è applicato in ingresso con una ampiezza da 5 a $500 \text{ mV}_{\text{rms}}$.

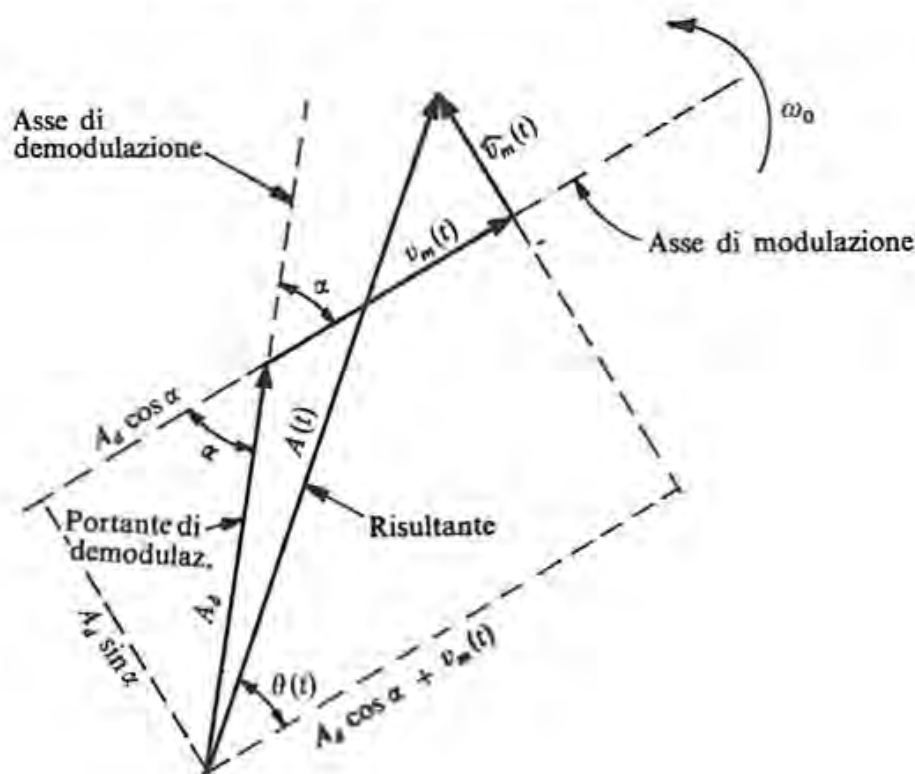


Fig. 19. - Rappresentazione vettoriale per la demodulazione di inviluppo del segnale S.S.B.

Se per demodulare il segnale di tipo S.S.B. si utilizza la *demodulazione di inviluppo*, dopo aver *sommato* la portante di demodulazione al segnale S.S.B., il segnale all'ingresso del rivelatore di inviluppo è:

$$\begin{aligned} v_m(t) \cos \omega_0 t - \hat{v}_m(t) \sin \omega_0 t + A_d \cos (\omega_0 t + \alpha) = \\ = [v_m(t) + A_d \cos \alpha] \cos \omega_0 t - [\hat{v}_m(t) + A_d \sin \alpha] \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

e la corrispondente rappresentazione vettoriale è indicata in figura 19. Questo segnale può anche essere espresso nella forma:

$$A(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t)]$$

con

$$A(t) = \sqrt{[v_m(t) + A_d \cos \alpha]^2 + [\hat{v}_m(t) + A_d \sin \alpha]^2} \quad (1)$$

e

$$\theta(t) = \arctan \frac{\hat{v}_m(t) + A_d \sin \alpha}{v_m(t) + A_d \cos \alpha}$$

Si osserva che il segnale risultante è modulato in ampiezza, con la legge $A(t)$ che rappresenta l'inviluppo, e è anche modulato in fase. Essendo il rivelatore di inviluppo sensibile soltanto alla modulazione di ampiezza $A(t)$ e non alla modulazione di fase $\theta(t)$, il segnale di uscita $v_u(t)$ demodulato [sviluppando la (1)] è:

$$v_u(t) = A(t) = A_d \sqrt{1 + \frac{2}{A_d} [v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha] + \frac{v_m^2(t) + \hat{v}_m^2(t)}{A_d^2}} \quad (2)$$

Sviluppando in serie questa espressione si ottiene:

$$v_u(t) = A_d \left\{ 1 + \frac{1}{A_d} [v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha] + \underbrace{\frac{v_m^2(t) + \hat{v}_m^2(t)}{2 A_d^2} + \dots}_{\text{termini di distorsione non lineare}} \right\}$$

Se l'ampiezza A_d della portante di demodulazione è *molto grande*, i termini di *distorsione non lineare* sono trascurabili e il segnale ottenuto, a meno della componente continua A_d , è:

$$v_u(t) = v_m(t) \cos \alpha + \hat{v}_m(t) \sin \alpha \quad (3)$$

Se A_d è *molto grande* e se l'errore di fase α è nullo si ha la ricostruzione perfetta del segnale modulante di informazione originario.

Nel caso più semplice in cui il segnale modulante è sinusoidale si ha: $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$ e $\hat{v}_m(t) = V_m \sin \omega_m t$, per cui $v_m^2(t) + \hat{v}_m^2(t) = V_m^2$ e l'espressione dell'involuppo, data dalla (2), diventa:

$$A(t) = A_d \sqrt{1 + \left(\frac{V_m}{A_d}\right)^2} + \frac{2}{A_d} V_m \cos(\omega_m t - \alpha) \quad (4)$$

L'involuppo, e quindi il segnale rivelato, anziché essere sinusoidale, presenta *distorsione di non linearità*, che è indipendente dalla fase della portante di demodulazione, e dipende dal rapporto V_m/A_d . In figura 20 sono rappresentati i valori della distorsione di seconda, terza e quarta armonica in funzione di V_m/A_d . L'ampiezza della componente di distorsione di seconda armonica raggiunge un massimo del 20% dell'ampiezza della componente fondamentale e quella di terza armonica un massimo dell'8,5%, quando $V_m/A_d = 1$, cioè per $A_d = V_m$, e in tal caso l'involuppo è costituito da

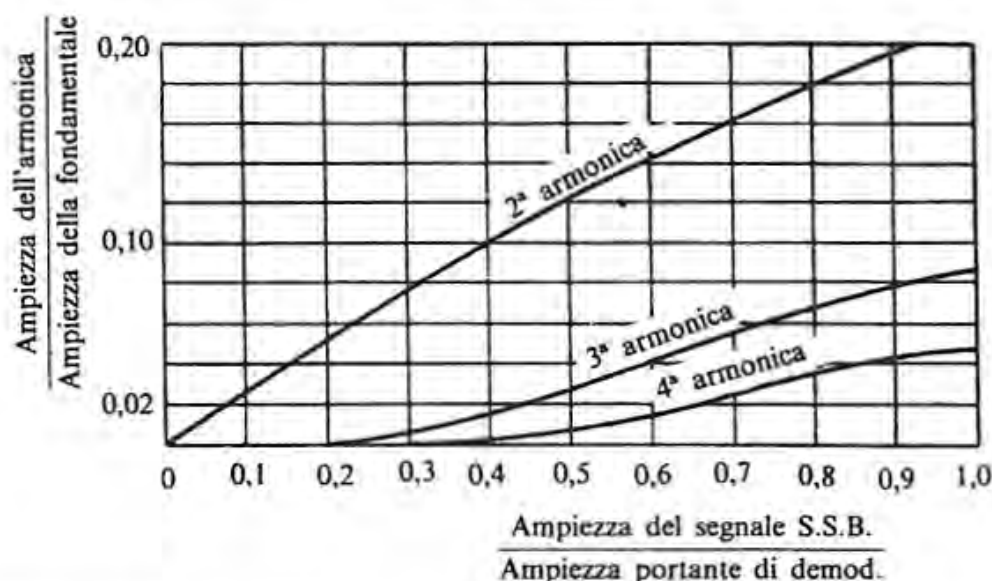


Fig. 20. - Distorsione di seconda, terza e quarta armonica del segnale demodulato con la demodulazione di involuppo, (nel caso di segnale S.S.B. con segnale modulante sinusoidale), in funzione del rapporto V_m/A_d fra l'ampiezza del segnale da demodulare e l'ampiezza della portante di demodulazione.

archi di semisinusoide. Se l'ampiezza A_d della portante è molto più grande di quella del segnale S.S.B., allora $V_m/A_d \ll 1$ e l'espressione (4) diventa: $A_d + V_m \cos(\omega_m t - \alpha)$. Pertanto, quando $A_d \gg V_m$ l'involuppo ha praticamente la stessa forma del segnale modulante originario e la distorsione armonica è piccola.

Nonostante la sua semplicità, il rivelatore di involuppo, per rivelare un segnale a banda laterale unica, richiede un'ampiezza della portante reinserita molto grande rispetto a quella del segnale S.S.B., al fine di avere una bassa distorsione del segnale demodulato in uscita. Per una distorsione di seconda armonica dell'1%, la portante deve avere una ampiezza 25 volte maggiore di quella del segnale S.S.B. La difficoltà di inserire la portante ad un livello elevato fa sì che il rivelatore di involuppo sia usato di rado nei ricevitori per S.S.B.

Tuttavia, per la riproduzione della voce, la richiesta relazione di ampiezza fra la tensione della portante e quella della banda laterale (segnale S.S.B.) non è così «severa» come potrebbe apparire da quanto esposto sopra e ciò essenzialmente per due motivi. Innanzitutto, un segnale «vocale» può tollerare una considerevole distorsione armonica prima di perdere la sua intelligibilità. In secondo luogo, il rapporto fra il valore di picco istantaneo e il valore medio di un segnale S.S.B. per la trasmissione della voce è elevato (circa 17,5 dB); quindi, anche se la portante non è molto grande rispetto ai valori di picco del segnale, essa è considerevolmente forte rispetto al segnale medio, per cui la distorsione sarà relativamente piccola, eccetto in corrispondenza dei picchi.

Se la portante viene reinserita con *frequenza* alterata, le tonalità del segnale, cioè l'*altezza* dei suoni o il timbro della voce, cambiano, poiché le frequenze del segnale demodulato non vengono traslate nella giusta posizione dello spettro di bassa frequenza, ma sono tutte spostate di una quantità costante, uguale all'errore di frequenza.

Mentre uno spostamento di diversi Hz può non influenzare seriamente un segnale che deve riprodurre la voce, tale spostamento altera gravemente la riproduzione della musica. Ciò dipende dal fatto che, per la musica, sono importanti la fondamentale e le sue armoniche nel produrre le qualità tonali di ciascun strumento musicale. Se la frequenza e l'ampiezza delle componenti armoniche riprodotte sono alterate, il «carattere» di ciascun strumento viene perduto.

Un errore di frequenza da 10 a 20 Hz della portante di demodulazione è generalmente accettabile per la trasmissione della voce. Errori fino a 100 Hz hanno soltanto piccoli effetti sulla intelligibilità, ma la «naturalità» della voce viene perduta. Questo è tollerabile nelle comunicazioni come ad esempio quelle fra radioamatori. La trasmissione della musica impone una tolleranza molto più stretta sulla frequenza della portante di demodulazione; perciò si richiedono stabilità di frequenza di 1 parte su 10^6 fino a 1 parte su 10^7 . Per questo motivo è comune pratica commerciale trasmettere una portante *pilota* ad un livello ridotto (di solito a -20 dB dal livello della banda laterale) che viene separata per filtraggio nel ricevitore e usata per controllare la frequenza dell'oscillatore di riferimento.