

CAPITOLO UNDICESIMO

SISTEMI PER OTTENERE LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

1. Modulazione di frequenza con il metodo diretto. Modulatori di frequenza

I sistemi *diretti* di modulazione di frequenza sono quelli in cui il segnale modulante *controlla direttamente* la frequenza della portante, variando uno dei parametri del circuito risonante di un oscillatore, cioè la *capacità* o l'*induttanza*. Infatti, essendo la frequenza f delle oscillazioni data dalla relazione: $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$, se si varia la capacità C o l'induttanza L del circuito risonante mediante il segnale modulante, si ottiene la variazione della frequenza dell'oscillatore e quindi la modulazione di frequenza con la legge desiderata. In parallelo al circuito risonante viene connesso un *elemento a reattanza variabile* (*diodo varactor*, *F.E.T. a reattanza*) la cui reattanza è «controllata» dalla tensione del segnale modulante. Questa reattanza può essere capacitiva o induttiva.

Modulatori a varactor

Come è noto, un *varactor*, o *varicap*, è un diodo al silicio a giunzione PN che, quando è polarizzato *inversamente*, equivale ad una capacità (capacità di giunzione) inversamente proporzionale alla tensione inversa applicata [come è rappresentato in fig. 1(a)], in serie con una resistenza di piccolissimo valore. Inserendo il *varactor* nel circuito risonante di un oscillatore si può ottenere la variazione della frequenza in funzione della tensione inversa. In figura 1(b) è rappresentato lo schema di principio di un modulatore di frequenza a *varactor*. La tensione inversa applicata al diodo è costituita da una tensione di polarizzazione inversa fissa, a cui viene sovrapposta la tensione variabile del segnale modulante. Il segnale modulante varia la capacità di giunzione del diodo *varactor* che, a sua volta, fa variare la frequenza dell'oscillatore. Il condensatore C_b è un condensatore di blocco per la corrente continua: la sua capacità deve essere un cortocircuito per la radiofrequenza e avere una reattanza molto elevata per le più alte frequenze di modulazione, in modo che il segnale modulante non venga «shuntato» a massa attraverso il circuito risonante dell'oscillatore. Inoltre la resistenza R deve essere

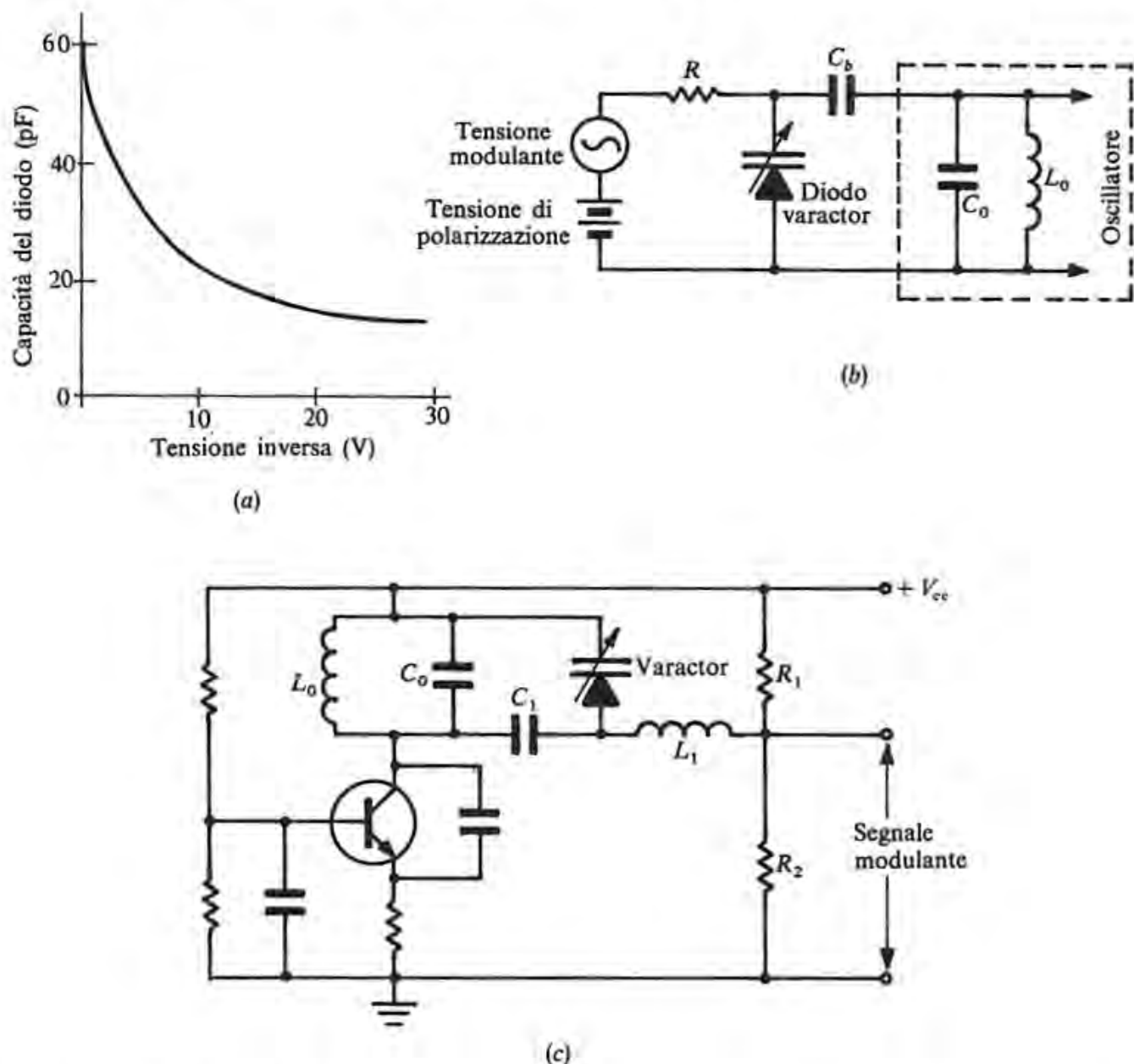


Fig. 1. - In (a), variazione della capacità di un diodo varactor in funzione della tensione inversa (diodo 1N5470A). In (b), schema di principio di un modulatore di frequenza a varactor. In (c), oscillatore a transistore, modulato in frequenza mediante un diodo varactor.

sufficientemente grande per impedire che il circuito del segnale modulante «carichi» eccessivamente il circuito risonante. Sia la tensione di polarizzazione, sia la tensione del segnale modulante possono essere convenientemente ottenute dal circuito di collettore di un transistore (o FET) modulatore.

In figura 1(c) è riportato un semplice schema di oscillatore a transistore, modulato in frequenza mediante un diodo *varactor* connesso in parallelo al circuito L_0C_0 dell'oscillatore. Il condensatore C_1 è un cortocircuito per la R.F. e un circuito aperto per le frequenze del segnale modulante, e l'induttanza L_1 è un blocco per la R.F. In assenza di modulazione, al *varactor* è applicata la tensione inversa che si ha ai capi della resistenza R_1 e la capacità del *varactor*, insieme alla capacità C_0 propria del circuito risonante, determina la frequenza di riposo. In presenza di segnale modulante, la tensione ai capi di R_1 varia e, per la conseguente variazione della capacità del diodo, varia anche la frequenza delle oscillazioni prodotte.

CAPITOLO DODICESIMO

DEMODULAZIONE DEI SEGNALE MODULATI IN FREQUENZA

1. Generalità

La *demodulazione di frequenza* è il processo con il quale da un segnale modulato in frequenza si «*estrae*» il segnale modulante originario. La demodulazione può essere eseguita in vari modi; tuttavia, fondamentalmente il processo usato deve fornire una tensione di uscita la cui *ampiezza* sia *linearmente proporzionale alla frequenza del segnale di ingresso F.M.* Il termine «*discriminatore di frequenza*» viene comunemente usato per caratterizzare un dispositivo che produce questa *conversione «frequenza-ampiezza»*. Occorre pertanto trasformare le variazioni di frequenza del segnale modulato in variazioni proporzionali dell'ampiezza, applicando il segnale modulato a dei *circuiti risonanti* e utilizzando l'andamento della loro curva di risposta in funzione della frequenza, e poi rivelare la modulazione di ampiezza così ottenuta mediante rivelatori di inviluppo. Il discriminatore è quindi costituito dall'insieme dei circuiti risonanti e dei rivelatori.

Considerando l'espressione generale del segnale modulato in frequenza, data da:

$$v(t) = V_0 \cos \left[\omega_0 t + k_f \int_0^t v_m(t) dt \right]$$

con pulsazione istantanea $\omega(t) = \omega_0 + k_f v_m(t)$, se si esegue la *derivata rispetto al tempo* di $v(t)$ si ottiene:

$$\frac{dv(t)}{dt} = -V_0 [\omega_0 + k_f v_m(t)] \sin \left[\omega_0 t + k_f \int_0^t v_m(t) dt \right]$$

Si nota che questa espressione rappresenta un segnale che è ancora modulato in frequenza [con la stessa legge di modulazione che ha il segnale $v(t)$], ma è anche *modulato in ampiezza* e ha un *inviluppo* $A(t)$ dato da:

$$A(t) = V_0 [\omega_0 + k_f v_m(t)] = V_0 \omega_0 + k_f V_0 v_m(t)$$

Si osserva che la legge di variazione dell'ampiezza di $dv(t)/dt$ è identica alla legge di modulazione di *frequenza* di $v(t)$. L'ampiezza $A(t)$ è linearmente proporzionale al

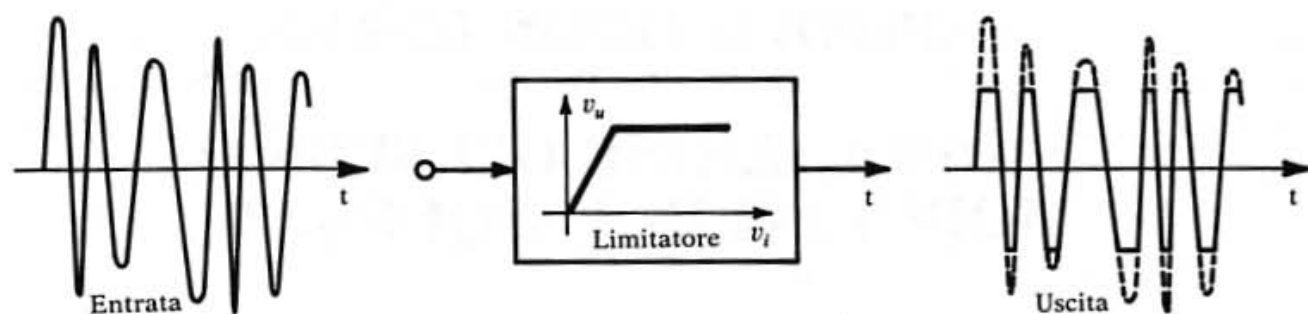


Fig. 1. - Azione limitatrice del limitatore.

segnale modulante $v_m(t)$: la derivazione del segnale $v(t)$ rispetto al tempo produce la conversione lineare *frequenza-ampiezza*, come desiderato. È evidente quindi che si può ora ottenere il segnale modulante $v_m(t)$ originario mediante rivelazione dell'involuppo di $dv(t)/dt$. Pertanto il discriminatore di frequenza è essenzialmente costituito da un circuito differenziatore (che esegue la derivata rispetto al tempo del segnale modulato F.M.) seguito da un rivelatore di involuppo. Il circuito differenziatore può essere semplicemente realizzato con un circuito risonante la cui frequenza di risonanza f_{ris} sia maggiore o minore della frequenza f_0 del segnale F.M., in modo che il circuito risonante lavori su un «fianco» della sua curva di risposta ampiezza-frequenza (curva di risonanza), su un intervallo di frequenze relativamente piccolo intorno ad f_0 .

La tensione rivelata all'uscita del discriminatore, oltre a dipendere dalla frequenza istantanea del segnale di ingresso, dipende anche dall'ampiezza di quest'ultimo. Di conseguenza, se l'ampiezza subisce delle variazioni parassite, ad esempio durante la propagazione del segnale o prodotte da tensioni di *rumore*(*), queste variazioni si ritrovano nella tensione di uscita dal discriminatore e costituiscono un disturbo. È necessario, pertanto, eliminare le variazioni di ampiezza del segnale prima che questo venga applicato al discriminatore. Ciò si ottiene mediante un circuito *limitatore* che «*limita*» la tensione all'ingresso del discriminatore ad un valore costante quando tale tensione supera un certo valore di soglia (fig. 1). È anche possibile ottenere la limitazione dell'ampiezza e la *discriminazione* nello stesso circuito come si ha, ad esempio, in un tipico discriminatore noto come *rivelatore a rapporto* (*ratio detector*).

2. Discriminatore a pendenza

Il più semplice tipo di discriminatore, detto «discriminatore a pendenza» comprende un circuito risonante accordato ad una frequenza $f_{ris} = f_0 \pm f_d$, maggiore o minore della frequenza portante f_0 del segnale applicato (fig. 2).

Al variare della frequenza del segnale, l'ampiezza della tensione ai capi del circuito risonante, che lavora su un fianco della curva di risonanza, aumenta o diminuisce a seconda che la frequenza aumenta o diminuisce rispetto al valore di riposo f_0 .

(*) Le variazioni di ampiezza si possono produrre anche internamente al ricevitore, dovute, ad esempio, alla non uniforme risposta degli stadi prima del discriminatore entro la larghezza di banda occupata dal segnale, per cui le frequenze laterali più esterne dello spettro subiscono una amplificazione minore a causa della selettività dei circuiti a radiofrequenza e a frequenza intermedia del ricevitore.

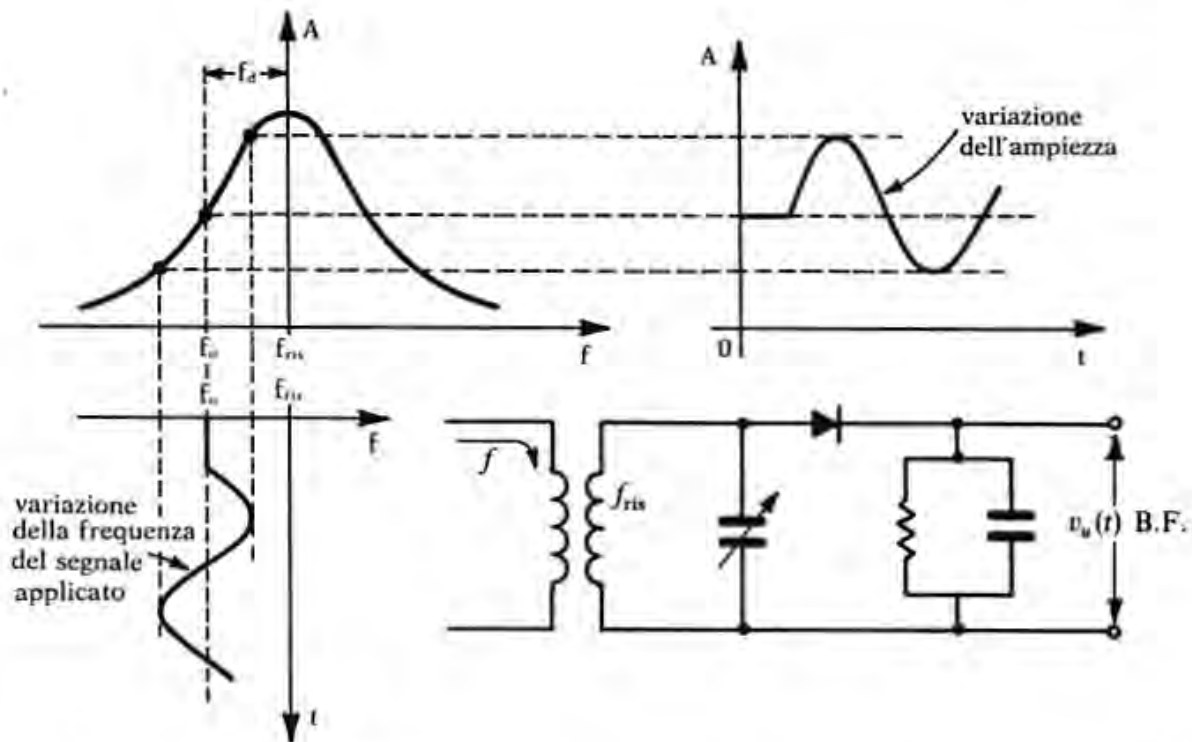


Fig. 2. - Trasformazione della modulazione di frequenza in modulazione di ampiezza nel discriminatore a pendenza e rivelazione dell'involuppo.

La tensione ai capi del circuito risonante è, pertanto, modulata in ampiezza e non rimane che eseguirne la rivelazione. Tuttavia, poiché il fianco della curva di risonanza non è lineare, la legge di modulazione di ampiezza risulta distorta rispetto alla legge di modulazione di frequenza del segnale applicato e il segnale demodulato presenta distorsione di non linearità. Per migliorare la linearità si usano circuiti bilanciati differenziali nei quali il segnale di uscita è dato dalla differenza delle uscite di due rivelatori.

3. Discriminatore di Travis a circuiti disaccordati

In figura 3(a) è rappresentato lo schema di principio del *discriminatore di Travis a due circuiti disaccordati*. La frequenza di risonanza di un circuito risonante è fissata a $f_0 + f_d$, e il disaccordo f_d , rispetto alla frequenza portante f_0 , è maggiore della massima deviazione di frequenza del segnale applicato; l'altro circuito è, invece, accordato sulla frequenza $f_0 - f_d$. In pratica, con $\Delta f = 75$ kHz, si può scegliere $f_d = 100$ kHz. Le curve di risonanza dei due circuiti sono rappresentate in figura 3(b). Mediante due rivelatori di involuppo identici si rivelano separatamente le due tensioni presenti ai capi dei circuiti risonanti e la tensione di uscita rivelata viene prelevata fra i punti A e B [fig. 3(a)]. Questa tensione, data la connessione dei diodi, è la differenza fra le due tensioni rivelate da ciascun rivelatore. Se la rivelazione è lineare, le tensioni rivelate V_{A0} e V_{B0} sono rispettivamente proporzionali, per una certa frequenza, alle ampiezze delle tensioni \bar{V}_1 e \bar{V}_2 ai capi dei circuiti risonanti e il coefficiente di proporzionalità è il rendimento di rivelazione η . Quindi, le curve di figura 3(b) danno anche, a meno del fattore η , i valori delle tensioni rivelate in funzione della frequenza. La tensione di uscita V_{AB} è:

$$V_{AB} = \eta (V_1 - V_2).$$

tipicamente 55 dB a 10,7 MHz (frequenza intermedia nei ricevitori per radiodiffusione in F.M.).

7. Demodulazione ad aggancio di fase P.L.L. (Phase-Locked-Loop)

Lo schema a blocchi del demodulatore con *anello ad aggancio di fase* (P.L.L.) è rappresentato in figura 15. Questo demodulatore è costituito da un *rivelatore* (o *comparatore*) di fase, da un *filtro passa-basso*, da un *amplificatore in continua* e da un *oscillatore controllato in tensione*, V.C.O. (Voltage-Controlled Oscillator), formando un *anello* chiuso. Il V.C.O. è un oscillatore la cui frequenza è determinata da una rete esterna a resistenza e capacità o a induttanza e capacità, ed è controllata da una tensione di controllo, che è la tensione di uscita dal demodulatore. La frequenza f_0 dell'oscillatore è vicina a quella del segnale F.M. di ingresso e viene confrontata con la frequenza f del segnale di ingresso mediante il rivelatore di fase. L'uscita del rivelatore è una *tensione di errore*, proporzionale alla differenza di frequenza ($f - f_0$) e alla differenza di fase fra il segnale di ingresso e l'oscillazione prodotta dal V.C.O. La tensione di errore, dopo essere stata filtrata per rimuovere le componenti a frequenza elevata, viene a sua volta applicata al V.C.O., chiudendo in tal modo l'anello. La tensione di errore «forza» la frequenza del V.C.O. a cambiare in un verso tale da ridurre la differenza di frequenza ($f - f_0$) (*). Qualsiasi variazione della frequenza del segnale di ingresso viene

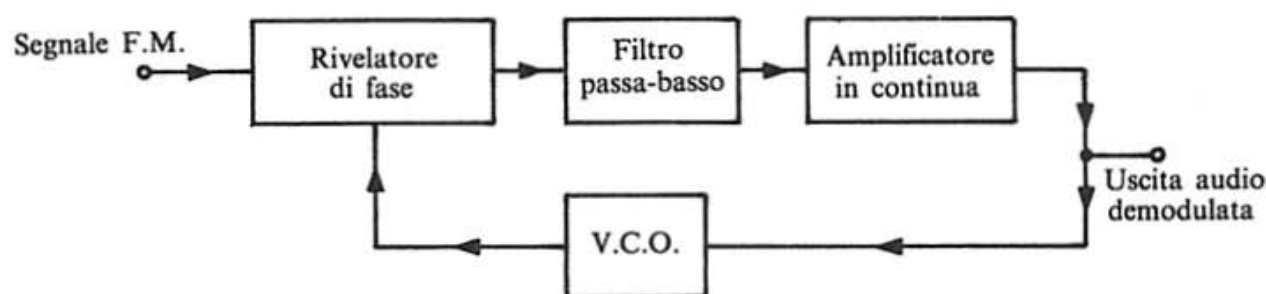


Fig. 15. - Schema a blocchi del demodulatore P.L.L.

(*) Quando la frequenza del V.C.O. comincia a cambiare, l'anello è nello «stato di *cattura*» e questo processo continua finché le frequenze del V.C.O. e del segnale di ingresso sono uguali e a questo punto l'anello è in «*aggancio di fase*». Durante l'aggancio di fase, la frequenza del V.C.O. è uguale a quella del segnale di ingresso, a meno di una limitata differenza di fase, che è necessaria per generare la tensione di errore che fa *scorrere* la frequenza del V.C.O., mantenendo l'anello in aggancio di fase. La tensione di errore riproduce quindi ogni variazione della frequenza di ingresso durante l'aggancio di fase. Il *campo di aggancio* del P.L.L. è il campo di frequenze sul quale l'anello segue le variazioni della frequenza di ingresso. Il *campo di cattura* è il campo sul quale il P.L.L. *acquisisce* l'aggancio della fase. I due campi, di *aggancio* e di *cattura*, sono indicati in figura 16, nella quale è rappresentata la caratteristica «tensione-frequenza» del P.L.L. In (a), la frequenza di ingresso f viene aumentata gradualmente e l'anello non risponde finché f non è uguale a f_1 , che è la frequenza limite inferiore del campo di cattura. L'anello si aggancia quindi sulla frequenza di ingresso e la tensione di errore in uscita dal rivelatore di fase assume valori negativi. Continuando ad aumentare la frequenza di ingresso, quando questa diventa uguale alla *frequenza libera* f_0 del V.C.O., la tensione di errore è nulla. L'anello continua ad inseguire la frequenza di ingresso fino ad una frequenza f_2 , che è la frequenza limite superiore del campo di aggancio. Se la frequenza di ingresso ha valori maggiori di f_2 , il P.L.L. non è agganciato, la tensione di errore è nulla e il V.C.O. funziona alla sua frequenza di oscillazione libera (*free*-

«avvertita» (rivelata) dal rivelatore e la tensione di errore «riaggiusta» la frequenza del V.C.O. in modo che esso rimanga «agganciato» (*locked*) alla frequenza di ingresso. Poiché la tensione di errore «segue» le variazioni della frequenza del segnale di ingresso, essa riproduce le variazioni del segnale modulante che era stato usato originariamente per la modulazione di frequenza del segnale F.M.; pertanto il circuito P.L.L. funziona direttamente come un *demodulatore F.M.*

In figura 17 è riportato lo schema del demodulatore P.L.L. che utilizza il circuito integrato NE565. I componenti R_1 e C_1 stabiliscono la «frequenza libera» del V.C.O. uguale alla frequenza di «riposo» del segnale di ingresso. C_2 è il condensatore di filtro dell'anello, che determina il *campo di cattura*, cioè il campo di frequenze sul quale l'anello «acquisisce» l'aggancio di fase con il segnale di ingresso. L'integrato NE565 ha una frequenza limite superiore di funzionamento di 500 kHz; per frequenze più elevate si può usare l'integrato NE561 che è utilizzabile fino a 30 MHz.

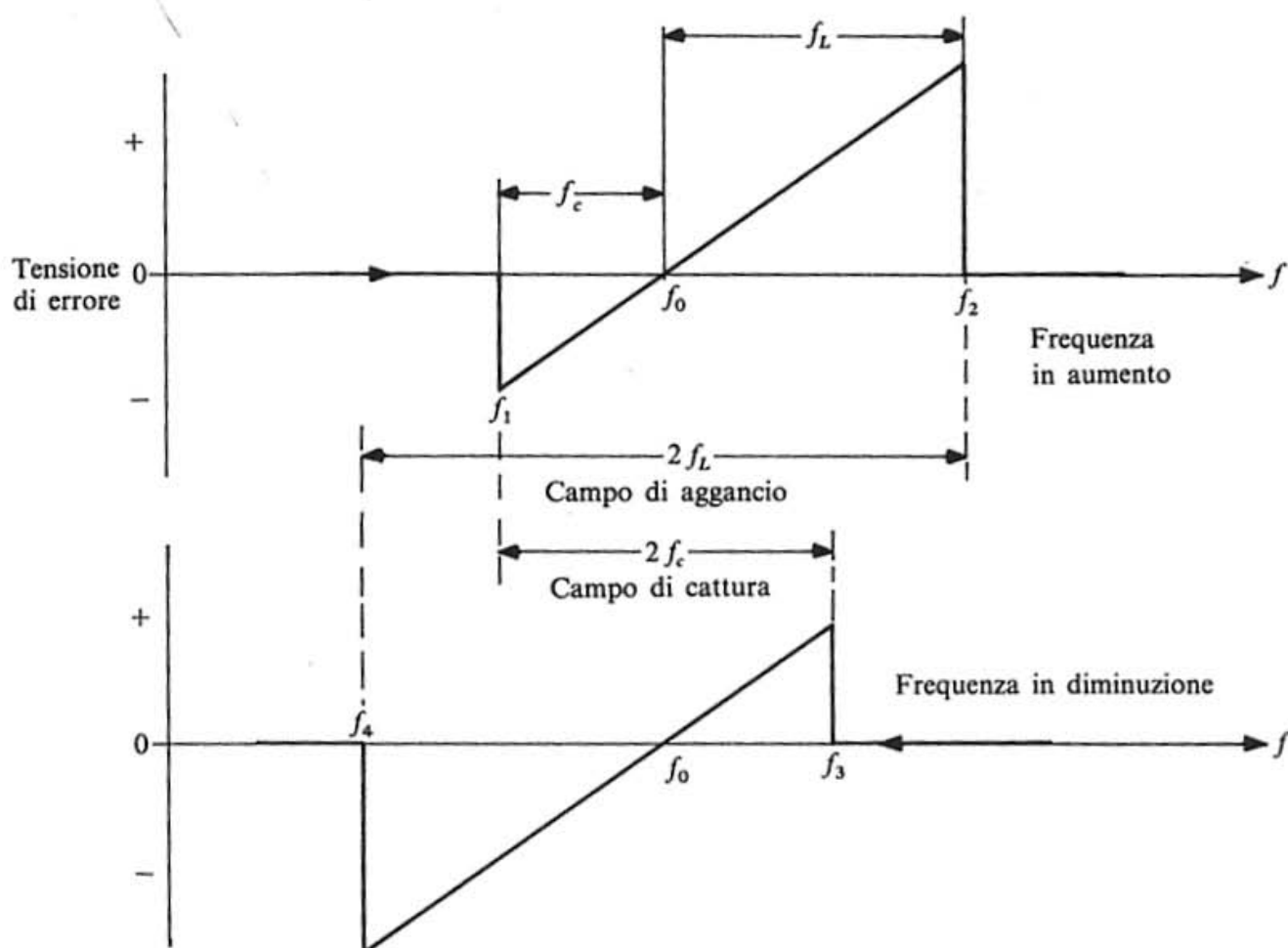
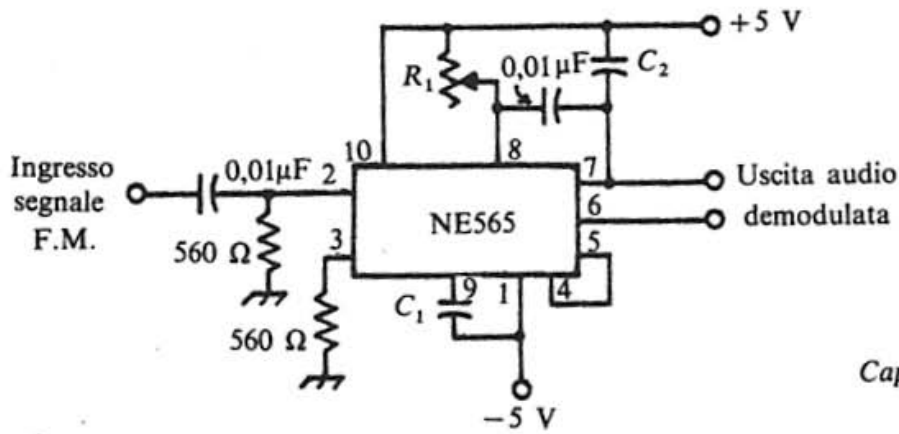


Fig. 16. - Caratteristica «tensione-frequenza» del P.L.L.; campo di aggancio (*lock range*) e campo di cattura (*capture range*).

running frequency). Quando la frequenza di ingresso diminuisce [fig. 16(b)], il processo si ripete, ma ora la tensione di errore diventa positiva in corrispondenza della frequenza f_3 , che è la frequenza limite superiore del *campo di cattura*. Se la frequenza di ingresso, nel diminuire, diventa inferiore ad f_4 , che è la frequenza limite inferiore del *campo di aggancio*, il P.L.L. non è più agganciato.



Frequenza di *free-running* del VCO,

$$\text{in Hz: } f_0 \cong \frac{1,2}{4 R_1 C_1}$$

$$R_1 = 2 \text{ k}\Omega \div 20 \text{ k}\Omega; R_{\text{ottimo}} \cong 4 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Lock-range, in Hz: } f_L \cong \pm \frac{8 f_0}{V_{cc}}$$

$$\text{Capture-range, in Hz: } f_c \cong \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{RC_2}}$$

$$R = 3,6 \cdot 10^3 \Omega$$

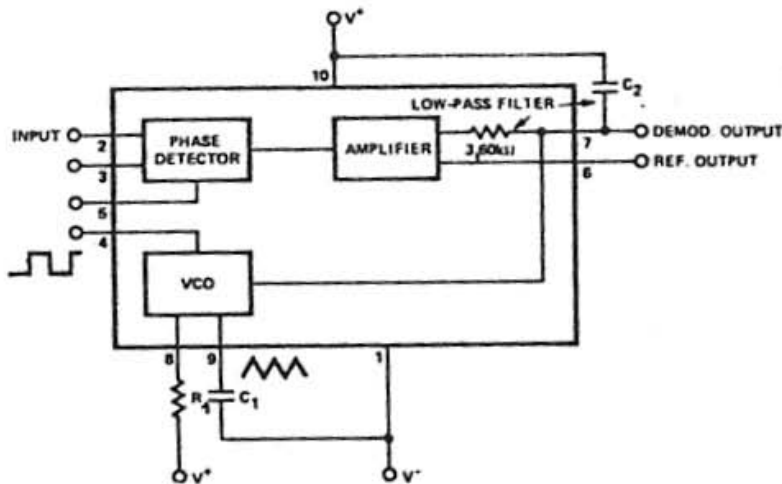


Fig. 17. - Demodulatore P.L.L. con circuito integrato NE565. Il filtro passa-basso è costituito da un resistore interno all'integrato e dal condensatore esterno C_2 . La *frequenza di free-running* del V.C.O. viene scelta di valore uguale alla frequenza di riposo f_0 del segnale di ingresso (in assenza di modulazione).