

Capitolo 2

Oscillatori sinusoidali

2.1 Introduzione

L'oscillatore sinusoidale è un sistema in grado di permanere in uno stato stazionario ma non statico, descritto da due poli immaginari coniugati.

Il suo modello più semplice è quello di un sistema lineare che evolve come segue:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{vmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{vmatrix} \mathbf{x} \quad (2.1)$$

senza cioè la presenza di ingressi di controllo.

L'oscillatore sinusoidale è subsistema fondamentale in una svariata serie di applicazioni. Con esso può essere stabilito, per esempio:

- il segnale di prova di un sistema sotto misura;
- la frequenza di trasmissione di una stazione radio;
- il clock di sincronizzazione di operazioni come il campionamento di segnali tempo-continui, l'esecuzione di istruzioni, la moltiplicazione di segnali e via dicendo.

Naturalmente, nelle diverse applicazioni, variano le specifiche cui deve soddisfare l'oscillatore: la sua frequenza, per esempio, dovrà essere conosciuta con diversa precisione se si va a misurare la risposta di un amplificatore tipo video o di un filtro a banda frazionale molto stretta.

A questo proposito si consideri il problema della canalizzazione delle conversazioni nella banda intorno a 75 MHz, che è quella usata da molti servizi pubblici di emergenza. Una delle modulazioni impiegate è il formato SSB: considerando che si può accettare, in questa applicazione, un taglio alle basse intorno ai 300 Hz, affinché due conversazioni non si sovrappongano la frequenza portante dovrà avere una stabilità di circa:

$$\frac{300 \text{ Hz}}{75 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 4 \cdot 10^{-6} = 4 \text{ ppm} \quad (2.2)$$

che, come vedremo, può essere raggiunta solo da oscillatori controllati da un quarzo.

Gli oscillatori si dividono a seconda del tipo di rete di sfasamento utilizzata per realizzare la condizione di oscillazione: rete formata da resistenze e capacità o rete RC, oppure da induttanze, capacità e resistenze, rete RLC.

Gli oscillatori RC possono garantire frequenze fino ad un massimo di 10 MHz, quando le capacità parassite diventano confrontabili con quelle che il progetto indica di montare.

La loro stabilità non è elevata ma, in compenso, la frequenza di oscillazione può essere variata facilmente. Sono i classici oscillatori da banco di misura.

Gli oscillatori RLC coprono un intervallo di frequenze che va da qualche centinaio di kHz fino al GHz, al di sopra del quale la risonanza viene garantita da una cavità e si deve forzatamente utilizzare i metodi di studio dei circuiti a costanti distribuite.

La grande varietà degli schemi utilizzati sconsiglia una lunga serie di analisi; in queste note ci si limiterà al progetto di un RC e di un RLC.

2.2 La condizione di oscillazione per un amplificatore lineare

Un amplificatore lineare può realizzare un oscillatore, ossia un sistema con una coppia di poli immaginari coniugati (v. par. 3.6.c, Vol. 1).

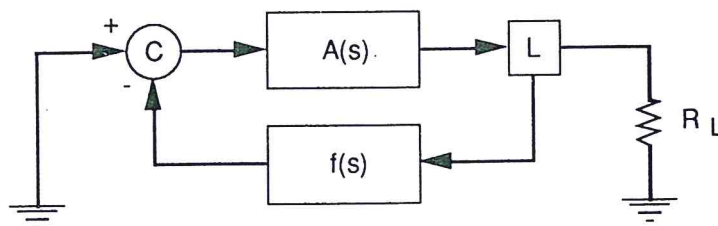


Fig. 2.1

Utilizzando i simboli in maniera largamente nota, e con riferimento alla Fig. 2.1, se avviene che:

$$1 + f(j\omega) A(j\omega) = 0 \quad (2.3)$$

per $\omega \neq 0$, ossia che il denominatore della funzione di trasferimento del sistema ha una coppia di radici immaginarie coniugate, allora si ha un segnale sinusoidale in uscita in assenza di segnale di ingresso^(*). Tale segnale ha un'ampiezza costante che dipende dalle condizioni iniziali e una frequenza che si ricava dalla (2.3).

Commenti:

- l'equazione (2.3) equivale a due relazioni scalari:

$$\text{Re} [f(j\omega) A(j\omega)] = -1$$

$$\text{Im} [f(j\omega) A(j\omega)] = 0 \quad (2.4)$$

La seconda relazione fornisce il valore (o i valori) ω_0 al quale il sistema oscilla e deriva dalle potenze di s dispari presenti nella espressione di $[f(s) A(s)]$. La prima relazione, una volta sostituito in essa il valore ω_0 trovato, detterà le condizioni alle quali deve soddisfare il modulo della funzione di trasferimento dei due blocchi A e f ;

- a maggior chiarimento di quanto significato dalle (2.4), si consideri la Fig. 2.2, dove si è pensato di operare un taglio nella maglia di ingresso di A , di porre ivi un generatore ideale di tensione sinusoidale v_i e di chiudere l'altro estremo del taglio su una resistenza esattamente pari a quella (R_i) di ingresso di $A(s)$.

Se esiste una frequenza ω per la quale avviene che:

$$V'_i = V_i$$

ossia:

^(*) Nella Fig. 2.1 l'entrata messa a terra simboleggia solo l'assenza di segnale; se si tratta di un segnale di tensione si sarà cortocircuitato il generatore mentre, se si tratta di un segnale di corrente, il generatore sarà stato staccato. Si riconosce che la condizione (2.3) è equivalente a cercare le condizioni sotto le quali la (3.30) del Vol. 1 presenta poli immaginari coniugati. Un'alternativa al procedimento che ci si accinge ad illustrare, e ad esso in tutto equivalente, consiste nell'inserire un generatore di segnale all'ingresso dello schema di Fig. 2.1, scrivere le equazioni (lineari) del sistema e quindi annullare il determinante dei coefficienti, avendo posto $s = j\omega$. Così facendo si otterranno le equazioni (2.4).

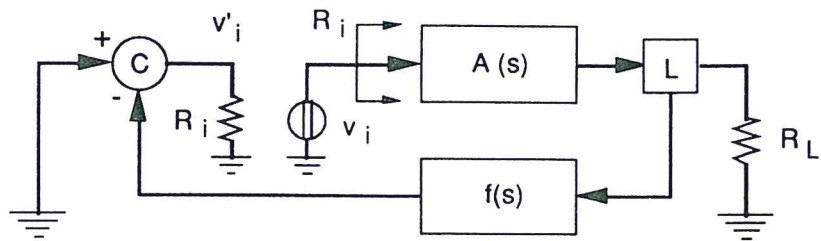


Fig. 2.2

$$- V_i A(j\omega) f(j\omega) = V_i \quad (2.5)$$

il sistema non avvertirà la differenza tra la situazione di Fig. 2.2 e quella di Fig. 2.1 e quindi si potrà, tolti R_i e v_i , ripristinare il collegamento e l'oscillazione seguirà a girare nell'anello di reazione senza attenuazione o enfasi. La (2.5), detta "condizione di Barkhausen", è in tutto equivalente alle (2.3) e (2.4);

- la (2.5) è anch'essa una relazione tra numeri complessi, ossia vettoriale. Essa implica quindi che i due fasori V_i e V'_i siano uguali, cioè non solo abbiano lo stesso modulo, ma anche la stessa fase;
- la condizione non dipende dall'ampiezza di v_i . Ciò è una conseguenza dell'assunzione di linearità del sistema: in un amplificatore reale essa sarà accettabile solo in regime di piccoli segnali (v. par. 2.3, Vol. 1). All'interno di questa ipotesi, l'ampiezza dell'oscillazione che si stabilisce dipende dalle condizioni iniziali che accompagnano l'equazione di tipo (2.1);
- il perseguire una situazione nella quale siano valide le (2.3), (2.4) e (2.5) è esattamente l'opposto del criterio di Nyquist per la stabilità di un amplificatore controreazionato: in questo caso si vuole costringere alla instabilità, ma controllata, il sistema sotto esame. Tale instabilità è determinata da due poli immaginari coniugati. Non sfuggirà che una tale situazione discende da condizioni matematiche di uguaglianza che devono essere soddisfatte con precisione, per l'appunto, matematica. Una tale condizione non può che essere realizzata occasionalmente da un sistema fisico: qualunque variazione nel valore dei componenti il sistema potrà contravvenire alla condizione ricercata, vanificandola. Si deve quindi concludere che un oscillatore lineare è

irrealizzabile. In altre parole e con riferimento alla Fig. 2.3, la condizione matematica di poli immaginari coniugati (indicati con le crocette nella figura) appena viene contraddetta, dà luogo ad una coppia di poli complessi coniugati:

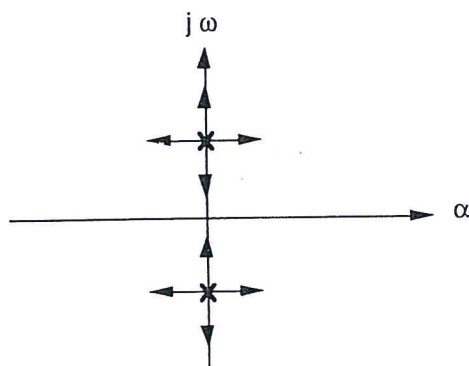


Fig. 2.3

- a) a parte reale negativa, con il che l'oscillazione prenderà a diminuire di ampiezza e si smorzerà;
- b) a parte reale positiva: ciò darà luogo ad un aumento esponenziale dell'ampiezza della sinusoide di uscita che porterà ben presto il sistema verso la saturazione e cioè fuori di linearità, invalidando le conclusioni dell'analisi testé eseguita.

Le variazioni dei coefficienti delle funzioni di trasferimento dei blocchi A e f, cioè la loro non perfetta linearità e/o stazionarietà, non influenzano solo la prima delle (2.4), spostando i poli secondo le frecce orizzontali di Fig. 2.3. Anche la seconda delle (2.4) ne risentirà, fornendo valori di ω_0 che dipenderanno quindi dalla situazione di lavoro del sistema, cioè spostando i poli secondo le frecce verticali di Fig. 2.3. Ne deriva che dovrà essere risolto il problema che si presenta sotto la seguente forma:

1. La certezza dell'insorgere del fenomeno oscillatorio non può che indurre il progettista a far sì che i poli abbiano una parte reale positiva. Una volta raggiunta l'ampiezza desiderata, si dovrà "costringere" tale parte reale ad attestarsi intorno al valore nullo. E' richiesto cioè un controllo sulle condizioni di funzionamento (amplificazione) dei blocchi f e A.

2. Ogni spostamento verticale dei poli in Fig. 2.3 significa che la (2.5) è soddisfatta per un'altra frequenza ω'_0 diversa da ω_0 .

Se, nelle condizioni date, la fase $\varphi(\omega)$ di $f(j\omega)A(j\omega)$ è pari a π per $\omega = \omega_0$, le (2.3), (2.4) e (2.5) possono essere soddisfatte, qualora le amplificazioni abbiano ampiezza opportuna. Nel caso le variazioni delle funzioni di trasferimento di A e f provochino, alla frequenza ω_0 , una $\varphi(\omega_0) \neq \pi$, il sistema si disporrà ad oscillare ad una frequenza ω'_0 tale che:

$$\pi = \varphi(\omega_0) + \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_{\omega_0} (\omega'_0 - \omega_0)$$

e quindi:

$$\omega'_0 = \omega_0 \left[1 + \frac{\Delta \varphi}{S_F} \right] \quad (2.6)$$

dove si è usata la definizione (1.17) di S_F . A parità di variazione indotta nella fase $\varphi(\omega)$ dalle non stazionarietà dei blocchi realizzati, la variazione di frequenza sarà tanto più piccola quanto più S_F è grande.

Si giustifica così il nome dato al coefficiente S_F . Per l'additività degli sfasamenti introdotti dai blocchi in cascata, sarà sufficiente che solo uno di essi abbia una forte derivata della fase rispetto alla frequenza per ottenere un adeguato valore di S_F .

3. Tra le cause di non stazionarietà, oltre le variazioni ambientali e di funzionamento dei componenti dei blocchi, deve essere annoverata la possibilità che R_L cambi di valore a seconda della necessità. L'oscillatore dovrà quindi essere opportunamente disaccoppiato dal carico, perché non sia sensibile alle sue variazioni.

La necessità del controllo sulla posizione dei poli di Fig. 2.3 deriva, si ripete, dall'esigenza di avere un'uscita sinusoidale, cioè, spettralmente, una riga, cioè ancora, di far sì che il segnale che approssima quello ideale sia esente, il più possibile, da:

- modulazione di ampiezza, generata da una variabilità dei poli in senso orizzontale;

- modulazione di frequenza, conseguente ad una variabilità dei poli in senso verticale.

Ambedue le modulazioni produrrebbero un allargamento della riga spettrale, allontanando il segnale di uscita dalla sinusoide matematica che si vuole realizzare: questo fenomeno va sotto il nome di "rumore di fase".

Si consideri, infine, che eventuali disturbi che agiscono sul sistema possono provocare anch'essi il fenomeno del "rumore di fase". Anche in assenza, cioè, delle modulazioni di ampiezza e frequenza considerate sopra e che possono essere trattate come scostamenti aleatori da una situazione di idealità, un disturbo può causare uno scostamento dal valore atteso dell'ampiezza e della fase della sinusoide in un dato istante.

Il segnale generato da un oscillatore può in definitiva essere modellato con una funzione del tipo:

$$v_{out}(t) = [\hat{V} + v(t)] \text{sen} [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

ove \hat{V} e ω_0 sono rispettivamente i valori nominali di ampiezza e di frequenza e $v(t)$ e $\varphi(t)$ sono due processi aleatori, la statistica dei quali descrive le prestazioni dell'oscillatore. Se i processi sono a valor medio nullo, il progetto dell'oscillatore avrà raggiunto la accuratezza desiderata e la sua precisione sarà descritta dalla varianza dei processi stessi. La frequenza istantanea dell'oscillatore vale:

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Quanto sopra sta a significare che c'è una potenza di rumore avvertibile nella banda alla quale appartiene il segnale generato dall'oscillatore e che è di interesse nell'applicazione corrente: lo spettro del segnale generato non è quindi una riga, ma presenta un allargamento più o meno pronunciato a seconda della potenza dei processi coinvolti.

Nel caso sia lecito considerare l'oscillatore come un sistema lineare si possono più facilmente indicare le modalità per ridurre ad un valore accettabile la varianza dei processi.

Per un'analisi più approfondita del rumore di fase si rimanda al par. 2.7 oltreché, come di consueto, alle citazioni bibliografiche.

2.3 Oscillatore di Wien

Come si è già detto nel par. 2.1, la gran varietà degli schemi di oscillatori proposti o proponibili rende vano un esame per esempi. Per questa ragione ci si è soffermati a lungo sugli aspetti metodologici che possono quindi essere applicati ad ogni particolare schema.

Si sceglierà quindi di illustrare solo due esempi: un oscillatore RC ed un oscillatore RLC che prendono il nome da coloro che li hanno proposti, rispettivamente Wien e Colpitts.

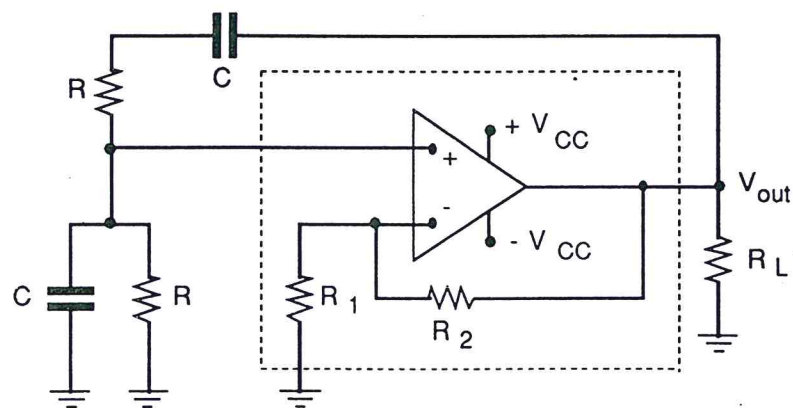


Fig. 2.4

Il primo è riportato nella Fig. 2.4. La sua analisi è immediata se si ritengono valide le solite approssimazioni usate nel caso di amplificatori reazionati, cioè:

- l'impedenza di ingresso dell'amplificatore (racchiuso dalla linea tratteggiata) non disturba la rete RC di sfasamento;
- il valore dell'impedenza di uscita dell'amplificatore consente di pensare l'oscillatore disaccoppiato dal carico;
- l'amplificazione $A(j\omega)$ dell'amplificatore vale, alla frequenza ω_0 :

$$A_{Vf} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

In queste condizioni la rete riporta all'amplificatore un segnale pari a:

$$v^+ = v_{out} \frac{R // \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC} + R // \frac{1}{sC}} = v_{out} \frac{sRC}{s^2 R^2 C^2 + 3sRC + 1} \quad (2.7)$$

e il segnale in uscita è dato dalla relazione:

$$v_{out} = 0 \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1} v^+$$

Ne discende che v_{out} è diverso da zero solo se:

$$1 - \frac{sRC}{s^2 R^2 C^2 + 3sRC + 1} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 0 \quad (2.8)$$

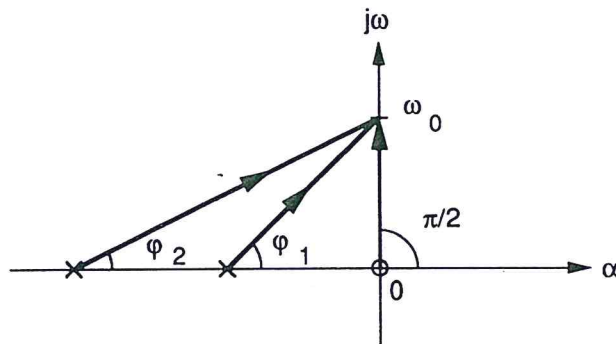


Fig. 2.5

La (2.7) presenta uno zero nell'origine e due poli, come mostrato in Fig. 2.5, dalla quale si evince che può esistere una frequenza ω_0 tale che:

$$\frac{\pi}{2} - \varphi_1 - \varphi_2 = 0$$

e quindi v_{out} e v^+ siano in fase. Si conclude che, se è anche:

$$\frac{v^+}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

sono soddisfatte la (2.3) o le (2.4) o la (2.5), del resto tutte equivalenti ed equivalenti alla (2.8), e il sistema è in grado di oscillare. Dovrà perciò essere, sostituendo nella (2.8) $j\omega$ a s :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$A_{V_f} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 3 \quad (2.9)$$

Inoltre, dalla (2.7) si ottiene:

$$S_F = \frac{2}{3} \quad (2.10)$$

che denota una ben povera stabilità in frequenza.

Si noti esplicitamente che A_{V_f} è un numero, quindi indipendente dalla frequenza. Il compito di selezionare una frequenza di oscillazione [o equivalentemente di soddisfare ad una delle (2.4)] è demandato alla rete RC che prende anche il nome di rete di sfasamento.

2.4 Oscillatore RLC

Come esempio di oscillatore RLC si descriverà il progetto di un oscillatore che usa come rete di sfasamento la rete di Colpitts studiata nel par. 1.2, Esempio 1.3. Conviene riassumere, per comodità, le conclusioni allora tratte:

- la rete presenta tre poli, dei quali due c.c., nella funzione di trasferimento;
- il Q della rete è praticamente pari a quello della capacità che presenta fattore di merito minore;
- intorno alla frequenza di risonanza la rete funziona da trasformatore di impedenza e, al suo ingresso, si vede una resistenza:

$$R_{in} = R_1 \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \quad (2.11)$$

usando le notazioni di Fig. 1.9;

- tra ingresso e uscita della rete si opera un'inversione di segno;
- la frequenza di risonanza della rete vale:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (2.12)$$

E' immediato convincersi che un transistor montato a emitter comune che sfasa di π l'uscita rispetto all'ingresso nella sua banda passante^(*), può essere utilizzato come amplificatore nello schema di Fig. 2.1.

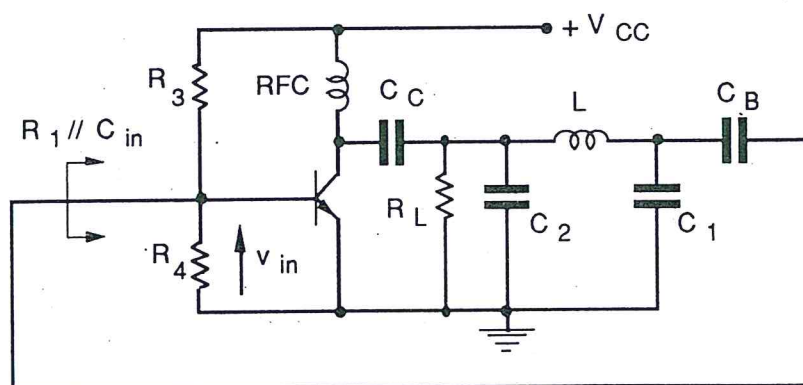


Fig. 2.6

Si ottiene lo schema di Fig. 2.6, nel quale:

- RFC (Radio Frequency Coil) è una induttanza di valore tale che, alla frequenza di lavoro, la sua impedenza è da considerarsi infinita;
- C_C e C_B sono condensatori di accoppiamento che quindi presentano, alla frequenza di lavoro, impedenza trascurabile rispetto a quelle con le quali si confrontano;
- R_L è il carico utilizzatore e corrisponde a R_2 di Fig. 1.9;
- C_{in} è il complesso delle capacità di ingresso dello stadio amplificatore e, poiché si trova in parallelo a C_1 , sarà pensato in esso conglobato. Similmente inglobiamo in C_2 eventuali capacità parassite in uscita;

^(*) Anche in questo caso, quindi, la $A(j\omega)$ sarà un numero reale, stavolta negativo, e la selezione è affidata alla sola rete di sfasamento.

- R_1 è la resistenza vista all'ingresso dello stadio ed è pari a $R_3 // R_4 // R_{in}$. In parallelo ad R_L avremo, nell'intorno della risonanza, una resistenza data dalla (2.11) che supporremo molto maggiore di R_L ;
- nelle condizioni descritte e alla frequenza di risonanza si ottiene:

$$v_{in} \cong g_m v_{b'e} \frac{R_L C_2}{C_1} \quad (2.13)$$

dalla (1.14);

- è consigliabile stabilizzare bene il punto di lavoro del transistor per non avere parametri del suo circuito equivalente che variano con l'alimentazione o la temperatura (v. Esempio 2.7.6, Vol. 1).

Grazie alla presenza di RFC, la dinamica utilizzabile è maggiore di quella fissata dalla tensione di alimentazione. In particolare:

- la retta di carico statica del transistor (Fig. 2.7) è praticamente verticale se le perdite di RFC non sono eccessive;
- in presenza di segnale la retta ruota intorno a Q e la sua inclinazione viene determinata da R_L ;
- conviene scegliere $R_L \geq V_{CC}/I_Q$ in maniera da sfruttare la dinamica consentita, che risulta circa pari a $2V_{CC}$.

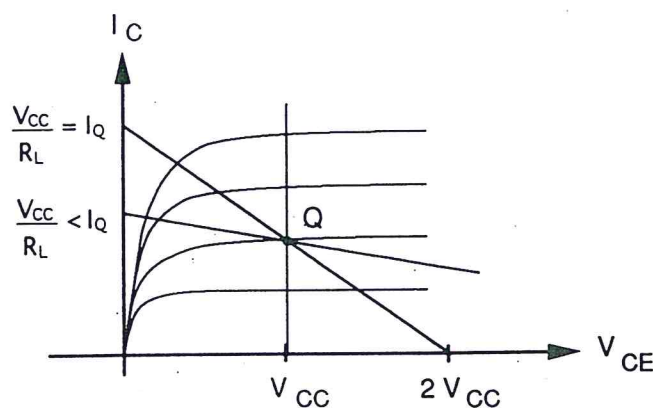


Fig. 2.7

La condizione di oscillazione espressa dalla prima delle (2.4) equivale a imporre che $v_{in} \geq v_{b'e}$ e cioè, dalla (2.13):

$$g_m = \frac{I_Q}{V_T} \geq \frac{C_1}{C_2 R_L} \quad (2.13')$$

cioè l'amplificazione dello stadio ($g_m R_L$) deve essere almeno uguale all'inverso dell'attenuazione della rete (C_2/C_1).

Tutto ciò premesso, il progetto dell'oscillatore è immediato una volta note le specifiche.

Esempio 2.1 Si progetti un oscillatore di Colpitts a $f_0 = 1$ MHz per un carico di $1 \text{ k}\Omega$ e una dinamica possibile di 12 V . Per garantire una selettività e una stabilità accettabili, la rete di sfasamento dovrà avere un Q maggiore di 10 . Quindi, supponendo che sia C_2 a determinare il valore di Q :

$$Q \cong Q_{C_2} \cong \omega_0 C_2 R_L > 10$$

da cui:

$$C_2 > 1.6 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Si scelga:

$$C_2 = 2200 \text{ pF}$$

Conseguentemente si può assumere:

$$C_1 = 47000 \text{ pF}$$

valore in grado di rispettare la condizione posta: $C_1 \gg C_2$. Ne deriva dalla (2.12), trascurando il secondo termine a secondo membro:

$$L = 11 \mu\text{H}$$

Scegliendo $L = 10 \mu\text{H}$, per non alzare troppo la f_0 si dovrà mettere in parallelo a C_2 un piccolo condensatore (trimmer) di aggiustamento. La scelta del transistor si effettua considerando che si è ritenuto valido il suo circuito equivalente di Giacoletto: quindi la f_T del transistor dovrà essere una decina di volte superiore a f_0 .

Il punto di polarizzazione sarà determinato dalla (2.13') per la quale:

$$I_Q \geq \frac{C_1 V_T}{C_2 R_L} = \frac{47000 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{2200 \cdot 10^3} = 0.56 \text{ mA}$$

Per avere la dinamica richiesta scegliamo una corrente di polarizzazione $I_Q \cong V_{CC}/R_L$; scontando l'esistenza di una resistenza di perdita in RFC e ripromettendoci di stabilizzare meglio il punto di lavoro del transistor, scegliamo $V_{CC} = 8 \text{ V}$, con il che $I_Q \cong 8 \text{ mA}$. Il partitore di polarizzazione si calcola come al solito (v., per esempio, par. 2.9, Vol. 1) e il risultato, affinato dalla simulazione (v. App. B.4), nel caso in cui il transistor sia un 2N2222 ($\beta \cong 250$ e $I_s = 14.3 \cdot 10^{-15}$), è pari a:

$$R_3 = 7.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 0.71 \text{ k}\Omega$$

La potenza dissipata dal transistor a riposo vale:

$$P_D \cong 8 \text{ V} \cdot 8 \text{ mA} = 64 \text{ mW}$$

che fornisce un ulteriore criterio di scelta per il transistor. Per controllo, calcoliamo il secondo termine della (2.12). Si ha:

$$R_1 = R_3 // R_4 // \frac{\beta}{g_m} \cong 360 \Omega$$

$$\Delta\omega_0^2 = \frac{1}{360 \cdot 47 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 \cdot 2.2 \cdot 10^{-9}} = 269 \cdot 10^8$$

che dà luogo ad uno scarto in frequenza dell'ordine di 26 kHz.

Infine, calcoliamo il Q di C_1 e avremo:

$$Q_{C1} = \omega_0 R_1 C_1 = 2 \pi \cdot 10^6 \cdot 360 \cdot 47 \cdot 10^{-9} \cong 106$$

Lo scarto in frequenza e il valore di Q_{C1} , che doveva risultare molto maggiore di Q_{C2} , ci permettono di pensare che lo schema calcolato è all'altezza del compito. E, infatti, la simulazione mostra che lo schema oscilla limitato dalla sua non linearità.

Se si vuole disaccoppiare l'oscillatore dal carico utilizzatore e dalle sue variazioni, si può prelevare il segnale non ai capi di R_L , ma su una resistenza, per esempio di 50 Ω , ad essa in serie. Il segnale può quindi essere affidato ad un emitter follower, secondo lo schema di Fig. 2.8. Ciò fornisce evidentemente un segnale minore di quello generato: una successiva amplificazione è necessaria per recuperare la dinamica voluta.

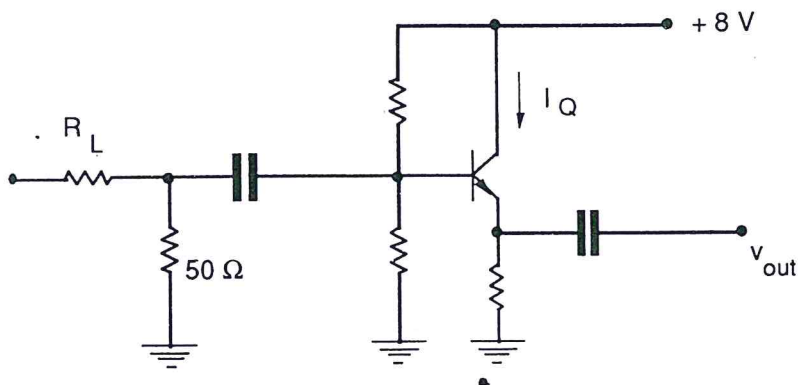


Fig. 2.8

Agendo così si otterrebbe l'ulteriore vantaggio di non essere vincolati dalla dinamica richiesta e di poter far lavorare il transistor in regime di maggiore linearità.

Si potrebbe, infatti, elevare il valore di R_L e, corrispondentemente, diminuire I_Q (quindi g_m) inserendo una resistenza stabilizzatrice di emitter, migliorando così la stabilità del punto di lavoro, le caratteristiche di stabilità in frequenza dell'oscillatore e diminuendo la potenza dissipata nel transistor.

Si rifletta infatti che, nell'esempio trattato, l'amplificazione della catena diretta vale:

$$|A| = g_m R_L \cong 300$$

il che richiede un segnale di picco in base almeno di $(6 \text{ V}/300) = 20 \text{ mV}$ e produce un tasso di seconda armonica pari a (v. par. 2.10, Vol. 1):

$$\text{HD2} \cong 19\%$$

Limitandosi ad inserire una resistenza di emitter per governare meglio le non linearità, la simulazione permette di individuare in 32Ω il valore che porta la dinamica a 0.45 V , la corrente di polarizzazione a 1.87 mA e produce un'amplificazione di:

$$|A| = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_E} = 21.8$$

appena superiore all'attenuazione della rete sfasatrice che è pari a 21.4 . Il segnale di picco in base varrà 10 mV e produrrà un tasso di seconda armonica, ricavato dalla (2.68) del Vol. 1:

$$HD2 \cong 3\%$$

In queste condizioni si ha, dalla (2.33') del Vol. 1:

$$\frac{\overline{\Delta I_C}}{I_C \Delta T} \cong \frac{2.2 \cdot 10^{-3}}{32 \cdot 1.87 \cdot 10^{-3}} = 0.037 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

che ci permette di calcolare la prestazione tra 0 e 70°C. Si ottiene:

$$g_m (70^\circ\text{C}) = 167 \text{ mA/V}$$

per un'amplificazione pari a $|A (70^\circ\text{C})| = 26.3$ e poi:

$$g_m (0^\circ\text{C}) = 6 \text{ mA/V}$$

per un'amplificazione pari a 5, che non permette all'oscillatore di funzionare. E' quindi evidente la necessità di stabilizzare più energicamente il punto di lavoro del transistor, il che può essere fatto seguendo quanto esposto nell'Esempio 2.7.6 del Vol. 1.

Vista la necessità dell'intervento, si può pensare di cogliere l'occasione per diminuire ulteriormente le distorsioni, aumentando contemporaneamente la resistenza di carico e quella di reazione (v. par. 2.10, Vol. 1). Ripercorrendo rapidamente le operazioni di progetto si può, mantenendo la corrente di riposo a 1.87 mA, scegliere $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_E = 450 \text{ }\Omega$, ottenendo un'amplificazione pari a circa 21.6 a 25°C, che risulta maggiore del minimo necessario. In queste condizioni, la stabilità della corrente di riposo è pari a $2.6 \cdot 10^{-3}$, quindi si ottiene $g_m (70^\circ\text{C}) = 70 \text{ mA/V}$ per una amplificazione $|A (70^\circ\text{C})| = 21.54$ e $g_m (0^\circ\text{C}) = 73 \text{ mA/V}$ con $|A (0^\circ\text{C})| = 21.57$.

Per la rete di polarizzazione, si sceglie di utilizzare un semplice partitore, che non introduce ulteriori non linearità, come sarebbe invece il caso se si usasse anche un diodo compensatore. Con le solite procedure si ottiene $R_3 = 5.6 \text{ k}\Omega$ e $R_4 = 1.5 \text{ k}\Omega$.

Purtroppo il problema è lungi dall'essere risolto: la limitazione dell'ampiezza affidata alle non linearità dell'amplificatore impedisce un efficace controllo. L'oscillazione invaderà tutta la dinamica a disposizione appena l'oscillatore sarà portato sopra soglia. La strategia corretta è quindi, come al solito, quella di non affidare ad un singolo stadio tutte le funzioni previste: in questo caso, sarà bene che l'oscillatore sia francamente sopra la soglia e che un controllo di ampiezza esterno ne governi la purezza spettrale.

Questi problemi sono in parte chiariti in sede di commento alle simulazioni.

2.5 Inserimento del quarzo per il controllo della frequenza

Dopo quanto detto ai parr. 1.4 e 2.2 è immediato riconoscere che un quarzo con frequenza di risonanza serie ω_s , inserito in luogo di C_C in Fig. 2.6, costringerà l'oscillatore a lavorare alla frequenza ω_s con un coefficiente di stabilità pari al doppio del suo Q .

Ricordando quanto detto in merito alle approssimazioni fatte, alla tolleranza dei componenti e alla comodità di scegliere valori degli stessi facilmente reperibili in commercio, può darsi luogo alla situazione rappresentata in Fig. 2.9, nella quale si è messo in evidenza che la curva di risonanza (serie) del quarzo può risultare non centrata rispetto a quella della rete sfasatrice, in maniera tale che il guadagno di anello non soddisfi più la condizione di Barkhausen.

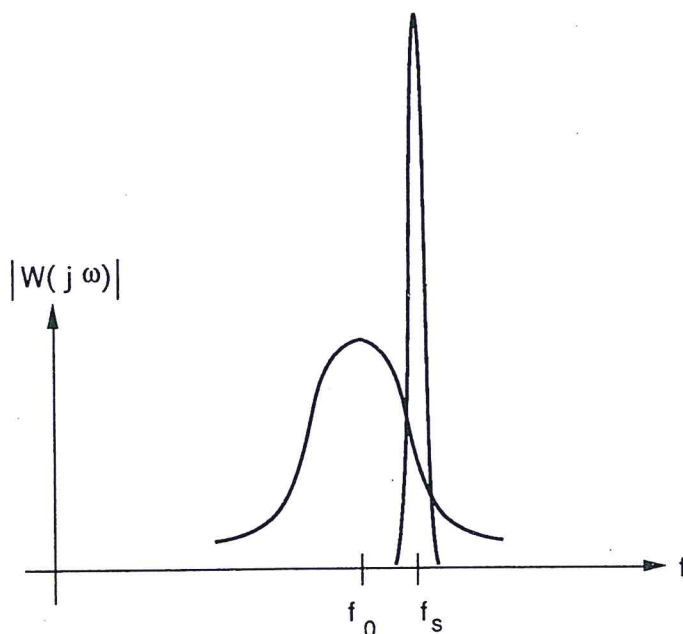


Fig. 2.9

Ancora una volta, un trimmer in parallelo a C_2 permetterà di spostare la curva di risonanza della rete fino a dar luogo all'innesco delle oscillazioni.

La frequenza di queste potrà poi essere assestata con il meccanismo del trascinamento descritto nel par. 1.4.

Altri schemi possono utilizzare la risonanza parallelo del quarzo: le considerazioni da fare saranno analoghe a quelle esposte nell'esempio trattato.

2.6 Il controllo dell'ampiezza dell'oscillazione

Il controllo dell'ampiezza del segnale fornito dall'oscillatore viene eseguito asservendo il valore massimo \hat{V} della sinusoide generata ad un valore V_R di riferimento che può essere esplicito o implicito.

Per chiarire il procedimento, si consideri la catena di Fig. 2.10 nella quale il blocco oscillatore ha un'entrata che controlla la sua amplificazione con una tensione, a regime, continua.

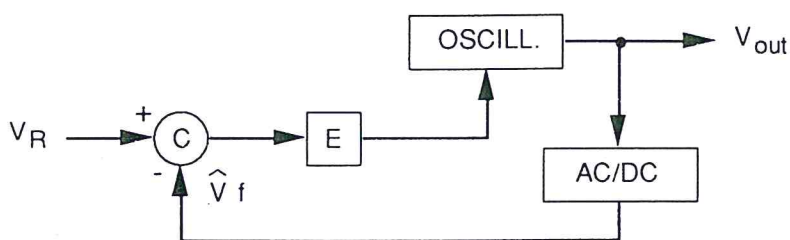


Fig. 2.10

Sia:

- E: l'amplificazione del blocco che tratta la differenza $(V_R - \hat{V} f)$;
- σ : il fattore che lega l'uscita dell'amplificatore di errore (E) al valore dell'ampiezza \hat{V} rivelata dal blocco denominato AC/DC: tale blocco (in sostanza un rivelatore,

v. par. 8.2) accoglie una sinusoide e restituisce una tensione continua proporzionale a \hat{V} secondo un fattore f .

A regime avremo un'ampiezza dell'oscillazione pari a V_R/f a meno di un errore dell'ordine dell'inverso del guadagno ($E_0 \cdot \sigma_0$) della catena diretta del sistema di controllo. Si ponga:

$$E = \frac{E_0}{1 + s \tau_a} \quad (2.14)$$

e:

$$\sigma = \sigma_0 e^{s \theta} \quad (2.15)$$

dove con θ si è indicato un eventuale ritardo nella risposta σ . Supposto che si determini una variazione istantanea $\Delta \hat{V}_{out}$ del valore massimo dell'oscillazione, si otterrà, dopo un transitorio:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{V}_{finale} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta \hat{V}_{out}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta \hat{V}_{out}(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \frac{\Delta \hat{V}_{out}}{s}}{1 + \frac{f E_0}{1 + s \tau} \sigma_0 e^{s \theta}} = \frac{\Delta \hat{V}_{out}}{1 + f E_0 \sigma_0} \end{aligned}$$

come c'era da attendersi.

Piuttosto che costruire una teoria generale di tale tipo di controllo, esaminiamo un certo numero di esempi.

Esempio 2.2 Si supponga che il rapporto R_2/R_1 della Fig. 2.4 sia tale da portare in oscillazione il sistema con un'ampiezza \hat{V}_{out} limitata dalle sue non linearità. Si supponga che R_1 sia una resistenza con una variazione con la temperatura più forte di quella di R_2 e di R .

Sarà:

$$R_1 = R_{10} (1 + \alpha \Delta T)$$

e, se T è proporzionale, tramite una costante β , alla potenza P dissipata in R_1 , si ha:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \beta \Delta P = \beta (P - P_0) = \beta \left[\frac{\widehat{V}'_{out}{}^2 R_1}{2 (R_1 + R_2)^2} - \frac{\widehat{V}_{out}{}^2 R_{10}}{2 (R_{10} + R_2)^2} \right] \cong \\ &\cong \frac{\beta}{2 (R_{10} + R_2)^2} \left[\widehat{V}'_{out}{}^2 R_1 - \widehat{V}_{out}{}^2 R_{10} \right] = \\ &= \beta' \left[\widehat{V}'_{out}{}^2 R_{10} (1 + \alpha \Delta T) - \widehat{V}_{out}{}^2 R_{10} \right] \end{aligned}$$

con ovvio significato dei simboli e delle approssimazioni adottate.
Si ha:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{\beta' R_{10} [\widehat{V}'_{out}{}^2 - \widehat{V}_{out}{}^2]}{1 - \alpha \beta' \widehat{V}'_{out}{}^2 R_{10}} \\ R_1 &= R_{10} \frac{1 - \alpha \beta' \widehat{V}_{out}{}^2 R_{10}}{1 - \alpha \beta' \widehat{V}'_{out}{}^2 R_{10}} \cong \\ &\cong R_{10} (1 - \alpha \beta' \widehat{V}_{out}{}^2 R_{10}) (1 + \alpha \beta' \widehat{V}'_{out}{}^2 R_{10}) \end{aligned}$$

Quindi, R_1 aumenta con \widehat{V}_{out} ; ma allora aumenta anche il tasso di controreazione dell'amplificatore e ciò porta a diminuire l'ampiezza della sinusoide.

Il controllo è evidentemente di tipo non lineare e non è immediato il riconoscimento di isomorfismi con lo schema di Fig. 2.10.

Si può però affermare che:

- il meccanismo di conversione AC/DC avviene mediante la relazione quadratica esistente tra potenza e tensione;
- la tensione di riferimento è l'ampiezza alla quale oscilla il sistema quando R_1 è a una temperatura di riferimento;
- l'amplificatore differenziale agisce contemporaneamente da E, σ e oscillatore;
- il meccanismo di controllo si basa sul fatto che, dei due rami di reazione, solo uno può agire sul valore dell'amplificazione.

Detto questo, utilizzando la (2.8) si ha che i poli della funzione di trasferimento del sistema di Fig. 2.4 sono le soluzioni dell'equazione:

$$s^2 C^2 R^2 + 3 s C R + 1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1} s C R = 0$$

Posto $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 3 + \delta$, si ottiene:

$$s_{1,2} = \frac{\delta}{2RC} \pm \frac{\sqrt{\delta^2 - 4}}{2RC}$$

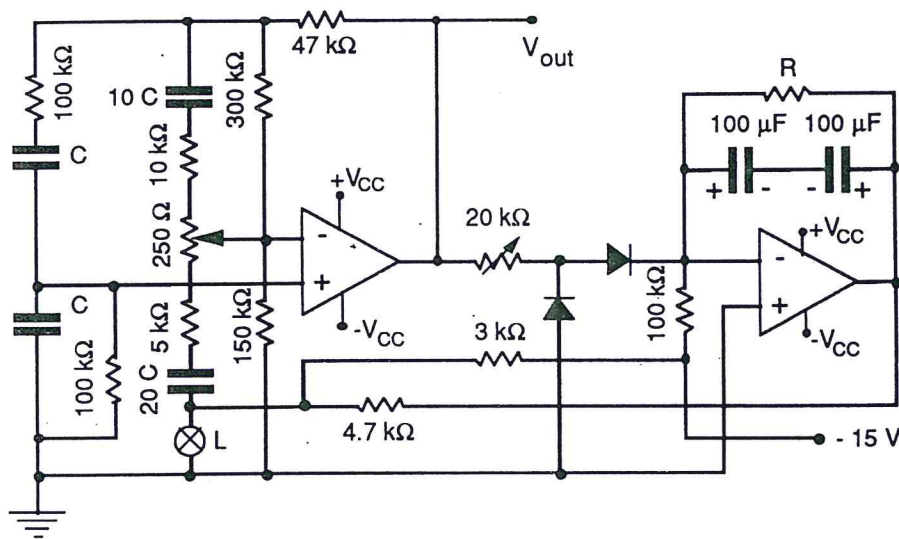


Fig. 2.11.a

Quindi, se aumenta \hat{V}_{out} con il conseguente aumento di R_1 , si genera una parte reale negativa nei poli ($\delta < 0$) che riduce \hat{V}_{out} , e viceversa se si provoca un $\delta > 0$. Durante il transitorio del controllo si genera anche una piccola modulazione di frequenza.

Nella Fig. 2.11.a si riporta uno schema capace di realizzare quanto sopra esposto. Si usa il filamento della lampada L come resistenza a coefficiente termico positivo.

La Fig. 2.11.b realizza, invece, il controllo in maniera differente, ma sempre agendo sul valore di R_1 : un JFET polarizzato a $\bar{V}_{DS} = 0$ offre una resistenza di canale funzione di V_{GS} .

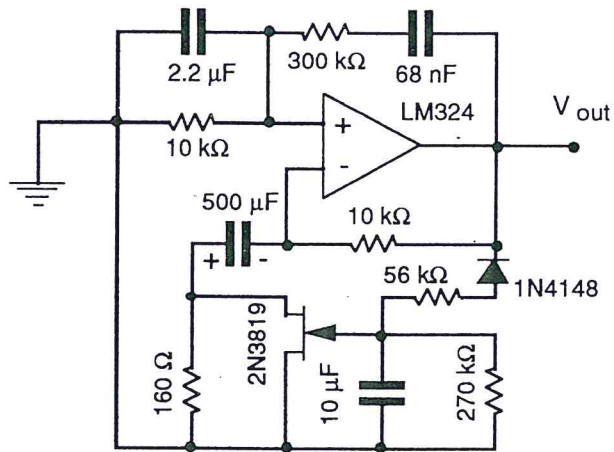


Fig. 2.11.b

Si lascia al lettore la giustificazione, del resto immediata, della presenza degli altri componenti e la verifica delle condizioni di oscillazione.

Esempio 2.3 Si consideri lo schema di Fig. 2.12 che rappresenta un oscillatore RLC con carico accordato e accoppiamento a trasformatore tra collettore e base. Si supponga che, con una tensione pari a $-\bar{V}_C$ sul gate, il JFET presenti una resistenza r_d di canale che, in parallelo ad R_E , stabilisce un'amplificazione dello stadio capace di portarlo in oscillazione con poli con parte reale leggermente positiva.

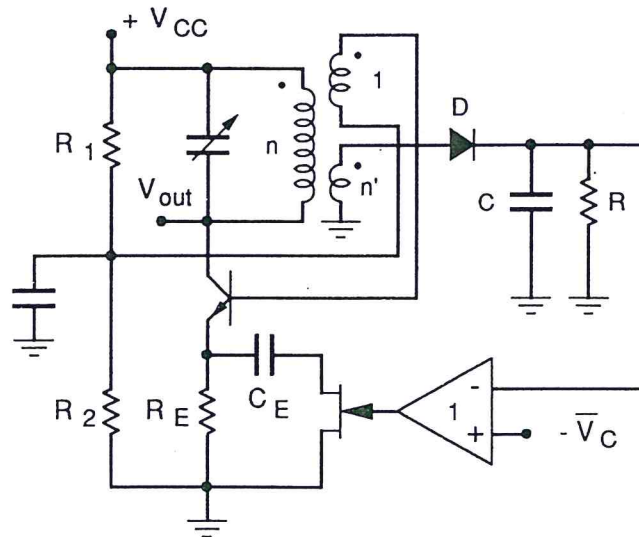


Fig. 2.12

All'aumentare dell'ampiezza \hat{V}_{out} la tensione del gate si sposta verso valori più negativi e quindi il parallelo $R_E // r_d$ aumenta, diminuendo l'amplificazione. Infatti la transconduttanza dell'amplificatore vale:

$$g_{mA} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E // r_d}$$

se g_m è la transconduttanza del BJT. Il sistema di controllo è evidentemente analogo a quello di Fig. 2.11.b.

In questo esempio risulta chiara la presenza del rivelatore dell'ampiezza di uscita: il livello di equilibrio di \hat{V}_{out} può essere regolato agendo sul valore di $-\bar{V}_C$. La costante tempo RC stabilisce la rapidità con la quale il controllo interviene, cioè il valore di θ nella (2.15).

A conclusione di quanto detto nei parr. 2.5 e 2.6 si può rappresentare lo schema funzionale di un oscillatore come in Fig. 2.13.

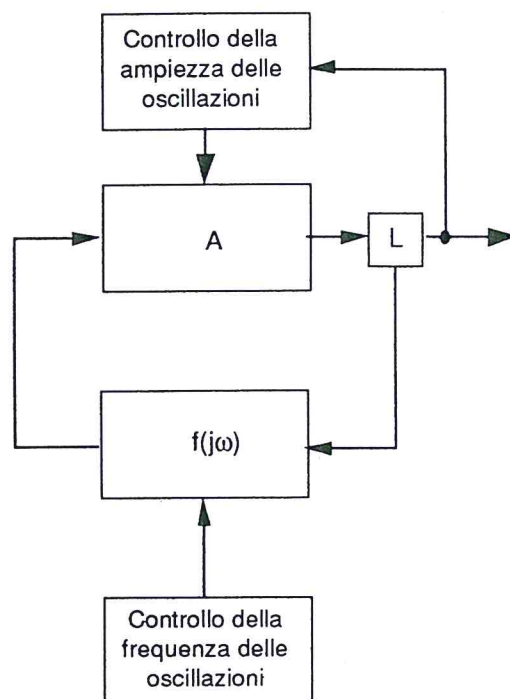


Fig. 2.13

L'amplificazione è in genere un numero reale il valore del quale sarà controllato da un apposito blocco: ciò permetterà di non affidarsi alle sole non linearità di A per ottenere un'ampiezza di uscita di valore stabile. La selettività e la stabilità in frequenza dell'oscillatore sono invece affidate alla rete sfasatrice che, eventualmente, si avvarrà di un quarzo per migliorare le sue prestazioni. Mentre il primo è un controllo automatico, cioè ad anello, il secondo è un controllo balistico.

2.7 Il rumore di fase negli oscillatori

Nel par. 2.2 si sono studiate le condizioni che permettono ad un amplificatore di essere convertito in un oscillatore sinusoidale. Si raggiunse allora la conclusione che il segnale generato aveva una parte deterministica alla quale era sovrapposto del rumore che ne modulava casualmente sia l'ampiezza che la fase. Il modello del segnale, quindi, poteva essere il seguente:

$$v_{out}(t) = [\hat{V} + v(t)] \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (2.16)$$

la cui frequenza istantanea vale:

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.17)$$

Scopo di questo paragrafo è caratterizzare i processi aleatori presenti nella (2.16) e fornire un modo per calcolarne gli effetti lungo la catena di elaborazione. Per fare ciò si cominci col considerare il caso di un segnale deterministico composto da tre toni:

$$v(t) = A \cos \omega_0 t + B_1 \cos[(\omega_0 + \omega_m) t + \varphi_1] + \\ + B_2 \cos[(\omega_0 - \omega_m) t + \varphi_2]$$

con B_1 e B_2 (v. Fig. 2.14.a) non necessariamente uguali. Non è difficile mostrare che i due toni spostati da ω_0 possono essere considerati(*) come la sovrapposizione di una modulazione di

(*) Lo spettro di ampiezza di una modulazione d'ampiezza è simmetrico rispetto alla portante, mentre quello di una modulazione di frequenza è antisimmetrico per bassi indici di modulazione.

ampiezza (Fig. 2.14.b) e una modulazione di frequenza (Fig. 2.14.c) a basso indice.

Se è presente un solo tono, per esempio B_1 , le conclusioni non cambiano: si dovrà porre $B_2 = \varphi_2 = 0$ nelle relazioni che forniscono B_s e B_a .

In definitiva, qualunque segnale spurio additivo a quello desiderato produce una modulazione di ampiezza e di frequenza. La prima può essere eliminata facendo passare il segnale attraverso un limitatore (v. anche il par. 5.3.b), ma la seconda non viene alterata da questa operazione.

Infatti, si consideri una portante modulata in frequenza proporzionalmente ad un segnale sinusoidale. Il segnale risultante è (supponendo un'ampiezza unitaria della portante):

$$v(t) = \cos(\omega_0 t + k_f \frac{\widehat{V}_m}{\omega_m} \text{sen } \omega_m t)$$

L'indice di modulazione β è il valore massimo $\widehat{\phi}$ dello scostamento di fase, cioè:

$$\beta = k_f \frac{\widehat{V}_m}{\omega_m} = \frac{\widehat{\Delta f}}{f_m} = \widehat{\phi}$$

e si può porre:

$$\begin{aligned} v(t) &= \cos(\omega_0 t + \beta \text{sen } \omega_m t) = \\ &= \cos(\omega_0 t) \cos(\beta \text{sen } \omega_m t) - \text{sen}(\omega_0 t) \text{sen}(\beta \text{sen } \omega_m t) \cong \\ &\cong \cos \omega_0 t - \beta \text{sen}(\omega_m t) \text{sen}(\omega_0 t) = \\ &= \cos \omega_0 t - \frac{\beta}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t \end{aligned}$$

con un'approssimazione valida per $\beta \ll \pi/2$ (basso indice di modulazione).

Si definisce SSCR (Single Sideband to Carrier Ratio) il rapporto tra la potenza di una banda laterale e quella della portante, generalmente espresso in dB. Si ha:

$$\text{SSCR} = 10 \lg \left(\frac{\beta}{2} \right)^2 = 20 \lg \frac{\beta}{2} = 20 \lg \frac{\widehat{\Delta f}}{2 f_m} = 20 \lg \frac{\sqrt{\widehat{\Delta f}^2}}{\sqrt{2} f_m} = 20 \lg \frac{\widehat{\phi}}{2}$$

Infine, nel caso che in Fig. 2.14.a sia presente solo B_1 ($B_2 = 0$), le componenti di Fig. 2.14.b e di Fig. 2.14.c valgono $B_1/2$. Quindi:

$$\text{SSCR} = 10 \lg \left(\frac{B_1}{2 A} \right)^2 = 20 \lg \frac{\widehat{\phi}}{2}$$

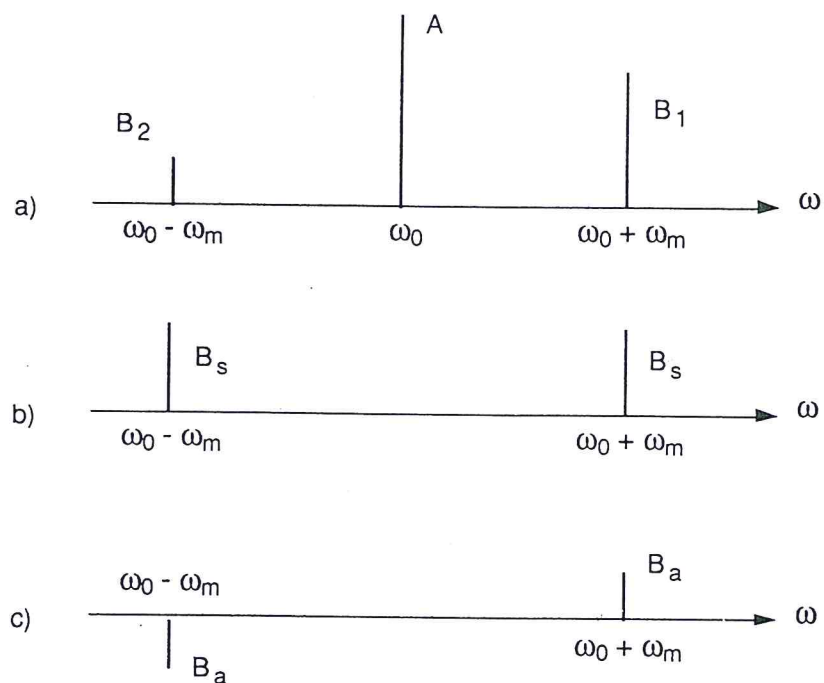


Fig. 2.14

Una formalizzazione generale del problema non è semplice, poiché molte sono le sorgenti di disturbo (a cominciare da quella rappresentata da una tensione di alimentazione non adeguatamente regolata) e le modalità di accoppiamento con i punti del sistema che sono critici a questo riguardo.

Ciò che in genere si fa è determinare il livello di modulazione AM e FM in ogni sezione della catena, cercando di identificare quelle sulle quali si deve intervenire.

In conclusione, il segnale generato da un oscillatore è affetto da rumore che modula sia l'ampiezza che la frequenza, ciò che si rileva in un analizzatore di spettro (v. par. 6.6, Vol. 4) dalla non simmetria di quest'ultimo. Se è presente solo la FM, l'analizzatore, misurando la potenza, fornisce uno spettro simmetrico: è questo il caso del segnale passato attraverso un limitatore.

Nel seguito si supporrà eliminata la AM; lo spettro $S_{VV}(\omega)$ del segnale (v. par. 5.14, Vol. 4) ha la forma mostrata in Fig. 2.15, dove le bande laterali rappresentano il contributo della modulazione di frequenza. Si supporrà comunque sempre $S/N \gg 1$.

Quanto finora descritto costituisce il fenomeno del rumore di fase negli oscillatori.

Per quanto detto in nota a pag. 47 si ha:

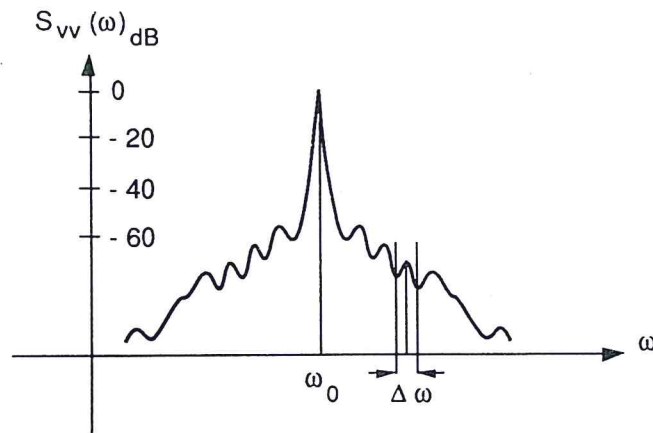


Fig. 2.15

$$SSCR(\omega) \cong 10 \lg \left[\frac{S_{vv}(\omega) \Delta\omega}{P_{tot}} \right] = 20 \lg \left[\frac{\hat{\phi}(\omega)}{2} \right]$$

dove con P_{tot} si è evidentemente indicata la potenza complessiva del segnale. Quindi, posto $\Delta\omega = 1 \text{ Hz}$:

$$\frac{\hat{\phi}(\omega)}{2} = \frac{\sqrt{\Delta f^2}}{\sqrt{2} f_m} = \sqrt{\frac{S_{vv}(\omega)}{P_{tot}}} \text{ rad/Hz} \quad (2.18)$$

Per ricavare il legame tra il rumore che interessa l'oscillatore e il rumore di fase si può ragionare come segue. Si consideri l'oscillatore nella sua veste generale di Fig. 2.1: per quanto detto, un modello del suo funzionamento in presenza di rumore può essere quello di Fig. 2.16, nella quale l'amplificatore è pensato ad amplificazione reale. Il contributo totale al rumore è immaginato additivo ($\sqrt{v_{nA}^2}$) in uscita.

Nell'intorno di ω_0 il rumore viene trattato dalla selettività della rete sfasatrice. La densità di potenza della modulazione casuale di frequenza $S_{\omega\omega}(\omega)$, per $\omega \cong \omega_0$, si può ricavare dalla definizione (2.6) di S_F per la quale si ha:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{S_F} \Delta\phi \quad (2.19)$$

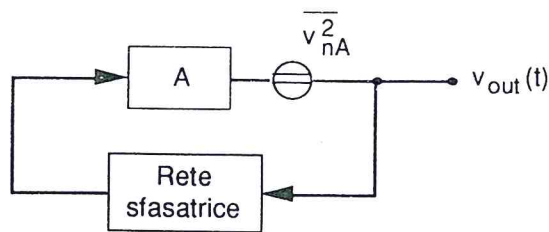


Fig. 2.16

In uscita all'oscillatore, quindi, gli sfasamenti casuali generati dal rumore si ritrovano come variazioni di frequenza date dalla (2.19), nella quale $\Delta\phi$ varia, proporzionalmente al livello di rumore, secondo il meccanismo descritto dalla (2.18) e ripreso al par. 5.3.a. Passando dalle grandezze al loro spettro di densità di potenza avremo:

$$S_{\omega\omega}(\omega) \propto \left(\frac{\omega_0}{S_F}\right)^2 N(\omega) \quad (2.20)$$

dove con $N(\omega)$ si è indicata la densità di potenza del rumore.

Poiché tra frequenza e fase si ha una operazione (lineare) di integrazione, avremo:

$$S_{\phi\phi}(\omega) \propto \left(\frac{\omega_0}{S_F}\right)^2 \frac{N(\omega)}{\omega^2} \quad (2.21)$$

Per piccoli scostamenti da ω_0 è il rumore flicker (v. par. 6.2.c, Vol. 1) a dominare sino al valore f_{nc} della noise corner frequency.

Si avrà quindi:

$$S_{\phi\phi}(\omega) \propto \left(\frac{\omega_0}{S_F}\right)^2 \frac{1}{\omega^3} \quad (2.22)$$

Oltre f_{nc} è il rumore bianco che predomina. Ponendo $F(\omega)$ pari al fattore di rumore (v. par. 6.5, Vol. 1) del complesso amplificatore-rete di sfasamento, si ha:

$$N_{out}(\omega) = F(\omega) k_B T_0$$

poiché il guadagno dell'anello è unitario [v. Eq. (2.3)]. Sarà perciò:

$$S_{\varphi\varphi}(\omega) \propto \left(\frac{\omega_0}{S_F}\right)^2 \frac{k_B T_0 F(\omega)}{\omega^2} \quad (2.23)$$

Al di fuori della banda passante dell'oscillatore (pari a f_0/Q), non c'è più il meccanismo di selezione della frequenza che aveva giustificato la (2.6). Si avrà:

$$S_{\varphi\varphi}(\omega) = \frac{2 k_B T_0 F(\omega)}{S} \quad (2.24)$$

ove si è passati alla densità di potenza bilatera del rumore e con S si è indicata la potenza del segnale generato. Oltre la banda passante B_A dell'amplificatore, è questo che taglierà lo spettro con la pendenza presumibile di 6 dB/oct (20 dB/dec).

Si noti esplicitamente che, se l'oscillatore ha un qualche comando che ne stabilisce la frequenza, si deve considerare anche il rumore introdotto attraverso questo canale (v. par. 5.7).

Nella Fig. 2.17 è riportato lo spettro di rumore di fase tipico di un oscillatore, secondo quanto espresso dalle (2.22), (2.23) e (2.24). Esso si costruisce partendo dalla (2.24) e innestando su di essa i tratti non orizzontali.

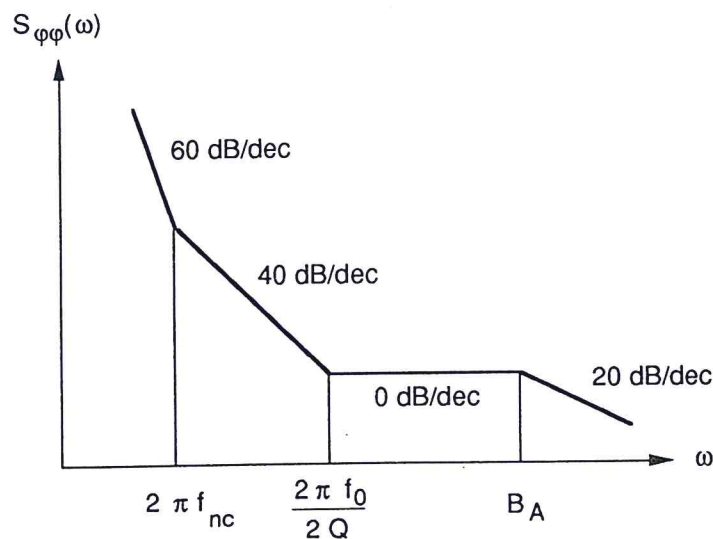


Fig. 2.17

Nel caso si stia lavorando con prodotti commerciali i valori significativi sull'asse ω (tipicamente f_{nc}) sono forniti dal costruttore, altrimenti essi vanno misurati. Per oscillatori che

lavorano nella gamma di frequenze che ci interessa, f_{nc} è compresa tra 1 e 100 kHz.

Poiché la purezza spettrale del segnale generato dall'oscillatore è sostanzialmente determinata dal valore di S_F , si capisce come un oscillatore a quarzo possa essere considerato un apparato a livello di sub-standard. In applicazioni del genere, il quarzo è frutto di una lavorazione particolarmente accurata: viene posto sotto vuoto, vengono curati i collegamenti elettrici, sia per quanto riguarda la loro massa che il loro punto di saldatura, il componente viene termostato e così via fino ad ottenere stabilità a medio e breve termine di 10^{-8} + 10^{-10} (^{*}).

Per questa sua caratteristica la frequenza dell'oscillatore a quarzo non può essere controllata, ossia stabilizzata con un anello di controreazione come si è già notato in sede di commento finale al par. 2.6. Per fare ciò ci vorrebbe un oscillatore di riferimento ma, in questo caso, non si vede perché non si dovrebbe usare direttamente quest'ultimo.

L'oscillatore a quarzo può però controllare un oscillatore a frequenza variabile per definirne il funzionamento a particolari fini, primo fra tutti la generazione (sintesi) di frequenze diverse da quelle del sub-standard ma, in principio, con una purezza spettrale da esso controllata. E' ciò che si vedrà nel capitolo dedicato al PLL.

(^{*}) Lo standard internazionale di frequenza è l'orologio al Cesio che, sfruttando una transizione molecolare dell'elemento posto in campo magnetico, genera una frequenza di 9192.63177139 MHz con una stabilità stimata in qualche parte su 10^{12} . I valori dati sono, come al solito, validi qui e ora.