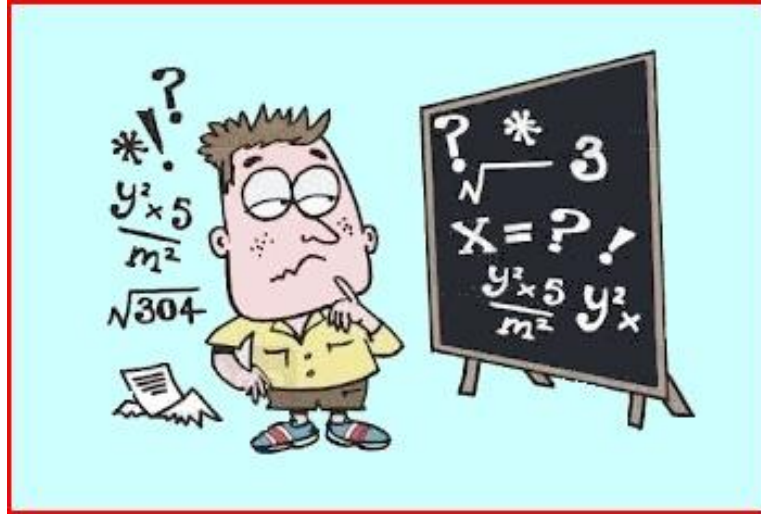


# Come eravamo 50 anni orsono...

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



Riordinando il mio archivio ho rintracciato uno studio per la realizzazione di oscillatori ad alta stabilità con transistori. Il lavoro apre una piccola finestra storica sullo studio dei circuiti utilizzando i parametri "Z" ed "h" prima dell'avvento generalizzato dei parametri "Y" e *scattering* "S" per le frequenze più alte. Questi parametri definiscono il transistor come un quadripolo e sono espressi come vettori in notazione polare o cartesiana (per funzionamento lineare a piccolo segnale). In verità lo studio dei circuiti con i parametri "Y" ha avuto vita breve anche perché la caratterizzazione dei transistori - generalmente eseguita con ponti di misura *General Radio* - risulta difficile ed anche impossibile a frequenze superiori al Gigahertz perché presuppone d'ottenere cortocircuiti ideali ai terminali del dispositivo.

La nota tecnica riportata nelle 4 pagine allegate venne pubblicata nel 1965 sulla rivista "ALTA FREQUENZA".

# DALL'INDUSTRIA

## Considerazioni di progetto per un oscillatore normalizzato a 100 kHz per sistemi di precisione.

Relazione di G. F. Sabbadini - Laboratorio Applicazioni - Società Generale Semiconduttori, SpA, Agrate (Milano).

### 1. - PREMESSA.

Con l'avvento in questi ultimi anni delle tecniche spaziali e con l'accresciuto bisogno di misure di precisione di tempo e di spazio, unitamente ad una più sviluppata tecnica di comunicazioni, in molte applicazioni (misure telemetriche, doppler, orologi di precisione, comunicazioni multiplex ecc.) sorge la necessità di disporre di campioni di frequenza di caratteristiche eccezionali quali stabilità a breve termine dell'ordine di  $1:10^9$  ed a lungo termine da  $1:10^8$  a  $1:10^7$ .

Spesso a tali caratteristiche vanno unite altre quali la compattezza, la solidità, il basso consumo ecc.

Allo scopo di permettere il conseguimento dei detti valori di stabilità viene qui analizzato un oscillatore a 100 kHz a transistori e svolto un progetto estendibile a qualunque altro oscillatore la cui frequenza sia compresa tra qualche kHz ed un migliaio di kHz. Dalla analisi viene escluso il sistema di stabilizzazione di temperatura e non è quindi presa in considerazione la deriva di frequenza del cristallo impiegato in funzione del tempo e della temperatura.

### 2. - CONSIDERAZIONI GENERALI.

Lo schema a blocchi del sistema è rappresentato in fig. 1 ove i simboli hanno i seguenti significati:

$A'$ , separatore di ingresso (impedenza di ingresso  $Z_i$  molto bassa);  $A$ , amplificatore lineare;  $F$ , trasduttore passa-banda;  $S$ , limitatore;  $A''$ , separatore d'uscita (impedenza di uscita  $Z_u$  molto bassa);  $\beta$ , cristallo (elemento di reazione serie);  $Z_\beta$ , impedenza del cristallo.

I simboli  $A'$ ,  $A$ ,  $F$ ,  $S$ ,  $A''$  saranno usati in seguito per indicare anche i guadagni dei rispettivi elementi.

Per aumentare la stabilità è necessario soddisfare le seguenti condizioni:

a) Impedenza serie  $Z_\beta$  del cristallo molto maggiore della somma della impedenza di ingresso  $Z_i$  del separatore di ingresso e della impedenza di uscita  $Z_u$  del separatore di uscita

$$(1) \quad Z_\beta \gg Z_i + Z_u$$

b) Rotazione di fase  $\left(\frac{d\phi}{df}\right)_{f=f_0}$  del trasduttore  $F$  molto bassa.

c) Intervallo di limitazione compreso entro il campo di linearità degli amplificatori.

La condizione a) implica che il  $Q_F$  di risonanza serie dell'elemento  $\beta$  (cristallo) sia prossimo al suo valore nominale  $Q_\beta$  e che le possibili variazioni di impedenza dei separatori non introducano una rotazione di fase apprezzabile nel sistema.

La condizione b) è posta affinché non si verifichi la condizione che la rotazione di fase del trasduttore (ed in generale quella di tutti gli elementi dell'anello) provochi uno sfasamento complementare dell'elemento risonante portando l'oscillatore a lavorare su una frequenza diversa da  $f_0$ .

A parità di  $\left(\frac{d\phi}{df}\right)_{f=f_0}$  lo scarto di frequenza  $\Delta f$  è tanto minore quanto più il guadagno dell'anello tende a 1 e quanto è maggiore il  $Q_\beta$  del cristallo impiegato; essa si annulla al limite, cioè per:

$$(2) \quad \begin{cases} Q_\beta \rightarrow \infty \\ A' \cdot A \cdot A'' \cdot \beta \rightarrow 1 \end{cases}$$

A parità di  $Q_\beta$  la condizione (2') limita la stabilità dovendo tenere un margine di sicurezza per l'innescio in considerazione delle variazioni dei guadagni di trasdu-

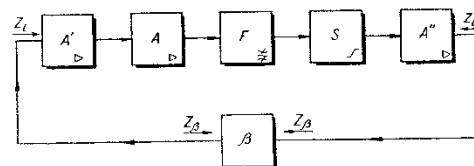


Fig. 1. - Schema a blocchi di un oscillatore ad alta stabilità

zione dei singoli elementi dello schema di fig. 1. Generalmente il guadagno totale dell'anello è tenuto nel seguente campo di valori:

$$(3) \quad G_T = A' + A + A'' + \beta - 6 \div 10 \text{ dB.}$$

La condizione c) è necessaria affinché gli amplificatori lavorino in condizioni di minima distorsione (talvolta gli amplificatori sono controreazionati). Infatti alla distorsione in ampiezza si accompagnano spostamenti di fase con conseguenti derive di frequenza. Inoltre, le armoniche generate nell'amplificatore possono, battendo fra loro, generare contributi alla fondamentale che portano anch'essi a sfasamenti dipendenti dall'ampiezza.

### 3. - ANALISI DEL CIRCUITO.

Si è supposto di usare transistori di ugual tipo; il circuito è mostrato in fig. 2. Il transistorore  $T_1$  (base comune) corrisponde ai due blocchi  $A'$  ed  $A$  di fig. 1;

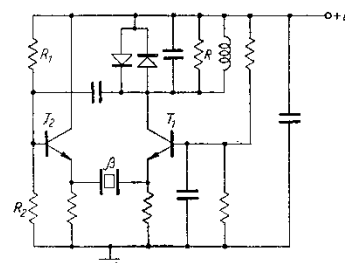


Fig. 2. - Schema circuitale dell'oscillatore.

il transistorore  $T_2$  (collettore comune) corrisponde al blocco  $A''$ . Il trasduttore passa banda  $F$  è rappresentato dal circuito risonante (di resistenza parassita  $R_4$ )

in parallelo alla resistenza  $R$ ; il limitatore è formato da due diodi. In fig. 3 è stato tracciato il circuito equivalente con le seguenti approssimazioni sufficientemente soddisfatte se si usano transistori aventi una  $f_T > 100$  MHz.

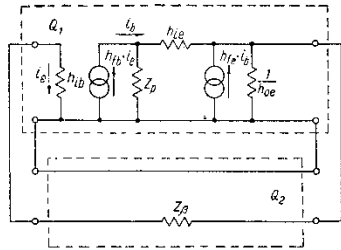


Fig. 3. -- Circuito equivalente dello schema di figura 2.

Con le usuali annotazioni per i parametri ibridi le ipotesi fatte sono:

$$h_{rb} = 0 \quad \arg h_{fb} = 0$$

$$\arg h_{fe} = 0 \quad \arg h_{fo} = 0$$

Con:

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} + h_{ob}}$$

si è indicata l'impedenza totale parallelo.

Dal circuito equivalente ridotto (fig. 4) possiamo ricavare le due matrici ibride che caratterizzano i quadripoli  $Q_1$  e  $Q_2$ .

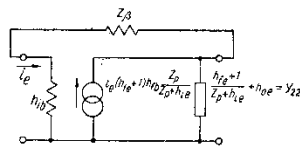


Fig. 4. -- Circuito equivalente ridotto.

Facciamo l'approssimazione:  $(h_{fe} + 1) \ll h_{fe}$ ;  $h_{fb} \ll 1$  si ha per  $Q_1$ :

$$(4) \quad \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ib} & 0 \\ -\frac{h_{fe} Z_p}{Z_p + h_{ie}} & \frac{h_{fe}}{Z_p + h_{ie}} + h_{oe} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

e per  $Q_2$ :

$$(5) \quad \begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_\beta & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

Le condizioni necessarie per l'oscillazione si trovano ricavando i valori che annullano il determinante  $\Delta$  della matrice somma delle precedenti (4) e (5), cioè:

$$(6) \quad \Delta = \frac{(Z_\beta + h_{ib}) h_{fe}}{(Z_p + h_{ie})} \cdot \frac{h_{fe} Z_p}{Z_p + h_{ie}} + 1 + (Z_\beta + h_{ib}) h_{oe} = 0$$

Da cui ricaviamo il guadagno di corrente minimo:

$$(7) \quad h_{fe} = \frac{\left[ 1 + \frac{h_{ie}}{Z_p} \right] \left[ 1 + \frac{1}{2} (Z_\beta + h_{ib}) h_{oe} \right]}{Z_\beta + h_{ib}}$$

Essendo  $h_{oe}$  molto piccolo la (7) può essere semplificata con buona approssimazione:

$$(8) \quad h_{fe} \approx \frac{Z_p + h_{ie}}{Z_\beta + h_{ib}}$$

Ai fini del calcolo ci è utile anche ricavare, fissato il guadagno di corrente, il valore minimo di  $Z_p$  necessario per il funzionamento dell'oscillatore: dalla (6) abbiamo infatti:

$$(9) \quad Z_p = \frac{(Z_\beta + h_{ib}) h_{fe} + h_{ie} (1 + h_{oe} Z_\beta + h_{oe} h_{ib})}{h_{fe} - [1 + h_{oe} (Z_\beta + h_{ib})]}$$

o, con l'approssimazione fatta per la (8):

$$(10) \quad Z_p \approx \frac{h_{fe} (Z_\beta + h_{ib}) + h_{ie}}{h_{fe} - 1}$$

Il guadagno di corrente dei transistori impiegati può avere valori compresi entro limiti molto ampi e, a parità di impedenza serie del quarzo impiegato  $Z_\beta$  e delle altre impedenze in gioco,  $h_{fe}$  dipende esclusivamente dall'impedenza totale parallelo del trasduttore passa banda e può assumere i due valori limite:

$$(11) \quad \lim_{Z_p \rightarrow \tau / h_{oe}} h_{fe} \approx 1$$

$$(12) \quad \lim_{Z_p \rightarrow (Z_\beta + h_{ib})} h_{fe} = \infty$$

Il valore minimo dell'impedenza totale  $Z_p$  è:

$$(13) \quad Z_{p\min} = Z_\beta + h_{ib}$$

In fig. 5 è riportata la funzione  $h_{fe}(Z_p)$ .

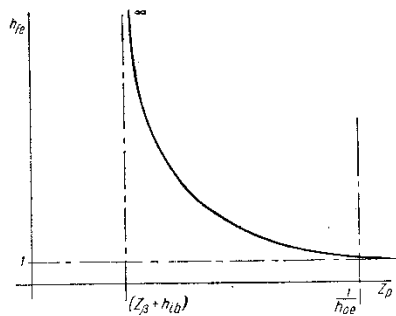


Fig. 5. -- Valori limite del guadagno.

Le condizioni di lavoro del quarzo si possono ricavare dal circuito equivalente di fig. 6, ottenuto da quello di fig. 4 aggiungendo alle ipotesi già fatte per  $h_{fe}$  e  $h_{fb}$  quella di  $h_{oe}$  trascurabile.

Il coefficiente di risonanza del quarzo nelle condizioni di lavoro è dato da:

$$(14) \quad Q_w = \frac{Q_\beta}{1 + \frac{Z_i + Z_u}{Z_\beta}}$$

Avendo posto:

$$(15) \quad \begin{cases} Z_i = h_{ib} \\ Z_u = \frac{Z_p + h_{ie}}{h_{fe}} \end{cases}$$

Quindi per avvicinarsi al valore di  $Q_\beta$  e soddisfare la condizione  $a$  è necessario lavorare con  $h_{fe}$  molto ele-

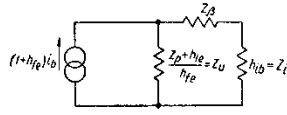


Fig. 6. — Circuito equivalente ottenuto da quello di figura 4 nell'ipotesi aggiuntiva di  $h_{oe}$  trascurabile.

$$i_b = h_{fb} \cdot i_e = \frac{Z_p}{Z_p + h_{ie}}$$

vati ed impedenza  $Z_p$  bassa; ciò naturalmente implica l'impiego di transistori di elevate prestazioni.

#### 4. - SCARTO MASSIMO DI FREQUENZA.

Ci proponiamo ora di trovare il massimo scarto di frequenza dell'oscillatore in funzione delle possibili variazioni di guadagno dei transistori impiegati. Ciò è utile per predeterminare la stabilità a lungo e breve termine e per avere dati di progetto.

È evidente che il guadagno di corrente dovrà essere maggiore di quello minimo calcolato con la (7) per avere un certo margine di sicurezza. L'espressione (8) può essere semplificata in virtù delle (1) e (15):

$$(16) \quad h_{fe} = \frac{Z_p + h_{ie}}{Z_p - Z_\beta}$$

Il differenziale totale di  $h_{fe}$  rispetto a  $Z_p$  e  $Z_\beta$  è:

$$(17) \quad dh_{fe} = \frac{(Z_p + h_{ie}) dZ_p - (Z_p - Z_\beta) dZ_p}{(Z_p - Z_\beta)^2}$$

e, considerando le variazioni di  $h_{fe}$  dovute alle variazioni delle parti reali  $\Re Z_\beta$  ed  $\Re Z_p$ , si ottiene:

$$(18) \quad dh_{fe} = \frac{(Z_p + h_{ie}) d[\Re Z_\beta] - (Z_p - Z_\beta) d[\Re Z_p]}{(Z_p - Z_\beta)^2}$$

Supponendo in base alla condizione  $b$  che il trasduttore  $F$  di impedenza costante abbia una banda passante molto più ampia di quella dell'elemento  $\beta$  e che introduca una rotazione di fase molto inferiore (fig. 7), nei dintorni di  $f_0$  possiamo passare a variazioni finite; dalla (16) si ottiene:

$$(19) \quad \delta \frac{1}{h_{fe}} = \frac{\delta [\Re Z_\beta]}{Z_p + h_{ie}}$$

L'impedenza del cristallo in funzione della frequenza si può ricavare considerando il circuito risonante serie:

$$(20) \quad |Z_\beta| = R_\beta \sqrt{1 + Q_\beta^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2} \approx R_\beta \sqrt{1 + Q_\beta^2 \left(\frac{2 \Delta f}{f_0}\right)^2}$$

Avendo posto:

- $R_\beta$  = resistenza serie del quarzo;
- $f_0$  = frequenza di risonanza;
- $\Delta f = f - f_0$  = scarto di frequenza.

La variazione della parte reale di  $Z_\beta$  si può ricavare dai circuiti equivalenti di fig. 8 (ricavati dallo schema

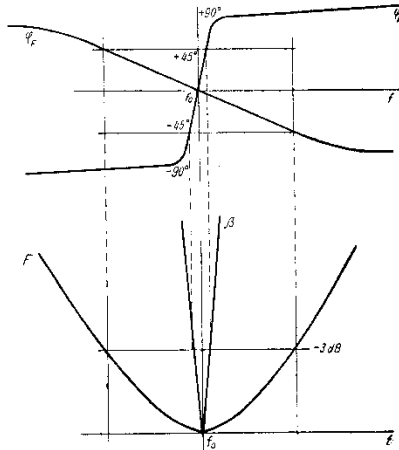


Fig. 7. — Risposta di fase e di ampiezza dei trasduttori « F » e « beta ».

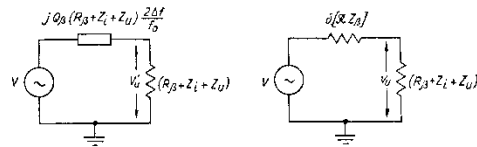


Fig. 8. — Circuiti equivalenti per il calcolo dello scarto massimo di frequenza.

$$Z_\beta + Z_i + Z_u = R_\beta + Z_i + Z_u + jQ_\beta (R_\beta + Z_i - Z_u) \frac{2 \Delta f}{f_0}$$

di fig. 6) e dal diagramma vettoriale di fig. 9.

$$(21) \quad V_u = \Re V'_u = \frac{V}{1 + \tan^2 \varphi} = \frac{V}{1 + \left(Q_w \frac{2 \Delta f}{f_0}\right)^2}$$

$$(22) \quad V_u = \frac{(R_\beta + Z_u + Z_i) V}{\delta [\Re Z_\beta] + R_\beta + Z_u - Z_i}$$

Dalle (21) e (22) ricaviamo con buona approssimazione:

$$(23) \quad \delta [R/Z_{\beta}] \approx Q_W^2 \left( \frac{2 \Delta f}{f_0} \right)^2 \cdot h_{fe}$$

Sostituendo la (23) nella (19) troviamo lo scarto mas-

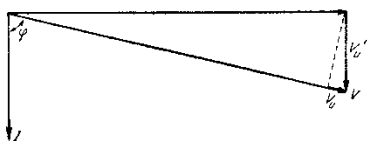


Fig. 9. Diagramma vettoriale per il calcolo dello scarto massimo di frequenza.

simo di frequenza dell'oscillatore in funzione della variazione di guadagno.

$$(24) \quad \Delta f = \pm \frac{f_0}{2 Q_W} \cdot \sqrt{\frac{Z_p + h_{ie}}{R_{\beta}} \cdot \delta \frac{1}{h_{fe}}}$$

Notiamo che la stabilità è tanto maggiore quanto più:

a) Il coefficiente di risonanza  $Q_W$  a carico del quarzo è elevato: ciò comporta come già precedentemente rilevato che le impedenze  $Z_i$  e  $Z_u$  siano di valore trascurabile rispetto a  $Z_{\beta}$  ( $Z_{\beta} = R_{\beta}$  alla risonanza).

b)  $Z_p$  è bassa e tende al suo valore minimo definito dalla (11). Il valore più basso di  $Z_p$  è limitato dal guadagno di corrente: da cui si vede che disponendo di transistori di guadagno elevati (con  $f_T$  molto alta) (SGS 2N918 - 2N 3013 - 2N 2884) e con l'ausilio della connessione « darlington » si possono ottenere stabilità notevoli. Se si introduce un limitatore che limiti il segnale entro la risposta lineare degli amplificatori, ed un trasduttore a rotazione di fase molto bassa, il valore dello scarto massimo di frequenza calcolato con la (24) può essere ridotto di 10÷100 volte.