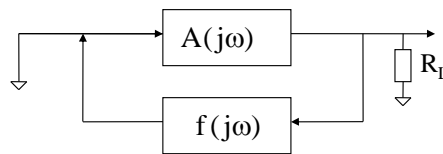


Oscillatori sinusoidali

/1

- Un oscillatore sinusoidale è un sistema descritto da una coppia di poli immaginari coniugati.



- Un amplificatore lineare può essere chiuso in un anello di reazione per realizzare un oscillatore se vale la condizione di Barkhausen, cioè che il sistema presenta una coppia di poli immaginari coniugati:

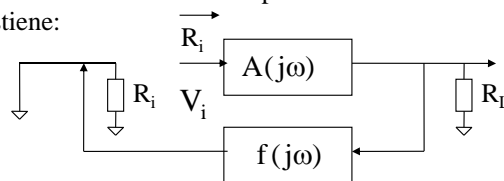
$$1 - f(j\omega) \cdot A(j\omega) = 0$$

1

Oscillatori sinusoidali

/2

- La condizione di Barkhausen esprime il fatto che l'oscillazione si autosostiene:



$$V_i \cdot f(j\omega) \cdot A(j\omega) = V_i$$

- La condizione complessa corrisponde a 2 condizioni reali:

$$\operatorname{Re}[f(j\omega) \cdot A(j\omega)] = 1$$

$$\operatorname{Im}[f(j\omega) \cdot A(j\omega)] = 0$$

oppure

$$|f(j\omega) \cdot A(j\omega)| = 1$$

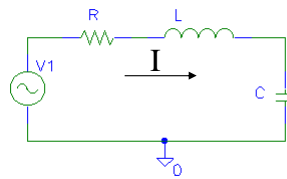
$$\operatorname{Arg}[f(j\omega) \cdot A(j\omega)] = k \cdot 2\pi$$

2

Reti risonanti - 1

Per ottenere un blocco con una caratteristica di fase molto ripida si possono usare circuiti risonanti che possono fornire funzione di trasferimento con poli complessi coniugati e prossimi all'asse immaginario.

Consideriamo a titolo di esempio un circuito risonante serie come da figura.



3

Reti risonanti - 2

Ci interessa conoscere l'andamento della corrente di maglia I al variare della frequenza. $I(j\omega) = V(j\omega)Y(j\omega)$

$$Y(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + \frac{1}{sC} + sL} = \frac{sC}{sCR + 1 + s^2CL}$$

I poli sono dati da:

$$S_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{(RC)^2 - 4LC}}{2LC}$$

4

Reti risonanti - 3

$$S_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{(RC)^2 - 4LC}}{2LC} = \frac{-R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} =$$

$$= \frac{-R}{2L} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4L}{R^2C}} \right] = \alpha + j\beta$$

Dall'espressione dei poli si ricava la pulsazione di taglio ω_0

$$\omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

che corrisponde al modulo dei poli complessi coniugati

5

Reti risonanti - 4

Si definisce il fattore di merito Q del circuito risonante attraverso il rapporto tra energia media immagazzinata (E_{imm}) e potenza media dissipata (P_{diss}) a ω_0 :

$$Q = \frac{\omega_0 E_{imm}}{P_{diss}} = \frac{\omega_0 1/2 \cdot LI^2}{1/2 \cdot RI^2} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{L/R}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

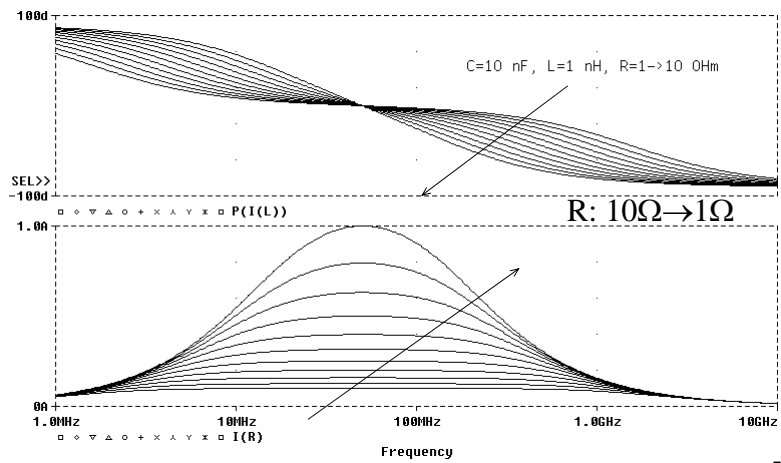
E' possibile esprimere i poli del circuito esplicitando la dipendenza da Q e ω_0 :

$$S_{1,2} = \frac{-R}{2L} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2C}{4L}} = \frac{-R}{2L} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

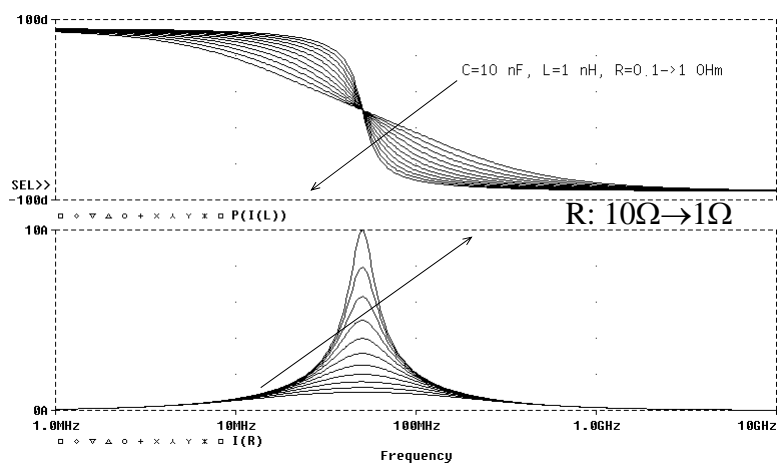
6

Reti risonanti - 5

Funzione di trasferimento di un circuito risonante serie
al variare delle perdite:



Reti risonanti - 6



Reti risonanti - 7

La larghezza di banda della f.d.t. di un circuito risonante è legata in modo semplice con il Q precedentemente definito. Per l'esempio di risonante serie alla frequenza di risonanza si ha:

$$Y(\omega_0) = \frac{1}{R}$$

che corrisponde al "guadagno" massimo. Per ω diverso da ω_0 il modulo della f.d.t. cala: valutiamo la frequenza per cui si ottiene un'attenuazione di 3dB.

9

Reti risonanti - 8

Considerando l'eguaglianza vista si ottiene dalla f.d.t.:

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L}$$

$$|Y(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}}$$

10

Reti risonanti - 9

$$R = L \left(\frac{\omega_{-3dB}^2 - \omega_0^2}{\omega_{-3dB}} \right) = L \frac{(\omega_{-3dB} + \omega_0)}{\omega_{-3dB}} (\omega_{-3dB} - \omega_0) =$$

$$\cong L \frac{2\omega_0 \Delta\omega}{\omega_0} = 2L\Delta\omega$$

È definita la banda frazionale FBW come il rapporto fra banda passante (bilatera) e frequenza centrale, e si ottiene:

$$FBW \equiv \frac{BW}{\omega_0} \cong \frac{2R}{2L\omega_0} = \frac{1}{Q}$$

11

Reti risonanti - 10

Al crescere del fattore di merito Q corrisponde una maggiore selettività (del modulo) e una transizione di fase più brusca.

Entrambe queste proprietà sono importanti per ottenere oscillatori stabili in frequenza:

- 1) La selettività minimizza l'influenza del rumore additivo dell'amplificatore che genera una fluttuazione della fase del segnale generato;
- 2) La rapidità di variazione della fase rende poco dipendente la frequenza di oscillazione dalle caratteristiche dell'amplificatore.

12

Reti risonanti - 11

Il coefficiente di stabilità in frequenza S_F misura la rapidità di variazione della fase di una funzione di trasferimento nell'intorno di una data frequenza ω_0 .

$$S_F = \omega_0 \left| \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0}$$

Applicato alla funzione di trasferimento di un circuito risonante fornisce il valore approssimato:

$$S_F \cong 2Q$$

13

Reti risonanti - 12

Dalle espressioni viste, si ricava che per aumentare il Q di una risonanza è necessario ridurre le perdite resistive.

E' quindi necessario individuare tali elementi per determinare il Q.

- 1) Perdite degli elementi passivi.
- 2) Parti reali delle impedenze del dispositivo attivo BJT.

14

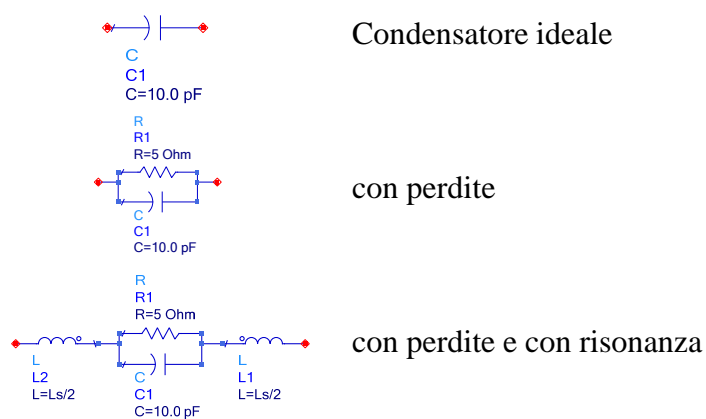
Modelli componenti passivi - 1

Condensatori, induttori e trasformatori sono affetti da fenomeni di perdita e di risonanza:

- Le perdite comportano l'inserimento di un resistore nel modello.
- La risonanza comporta l'inserimento del componente complementare ($L \leftrightarrow C$).

15

Modelli componenti passivi - 2



Il condensatore presenta una serie di frequenze di risonanza armoniche una rispetto l'altra. Può essere usato solo fino alla prima frequenza di risonanza.

16

Modelli componenti passivi - 3

- Le perdite sono causate da resistenza finita nei conduttori e nei dielettrici.
- Nei condensatori all'aumentare della capacità si osserva: una diminuzione della distanza interelettroica e /o un aumento della area. In questo modo, a parità di dielettrico, si ha una diminuzione della resistenza ohmica.
- Nei condensatori inoltre ci sono perdite per radiazione (e.m.) poiché non si tratta di strutture confinate.

17

Modelli componenti passivi - 4

- La presenza di un induttore per modellare fenomeni di risonanza è legata agli effetti induttivi dei conduttori d'accesso e a modi risonanti nel condensatore (cavità).
- Le perdite degli induttori sono dovute alla resistenza del conduttore e alle alte frequenze all'effetto pelle.
- La componente capacitiva dell'induttore è data dalla capacità fra le singole spire e verso massa.

18

Modelli componenti passivi - 5

- Come conseguenza delle perdite si ha una limitazione nel Q delle reti risonanti realizzate con componenti passivi reali.
- A seguito delle perdite si ha quindi una perdita di selettività maggiore (FBW).
- E' stato introdotto un parametro in grado di modellare la bontà degli elementi reattivi.

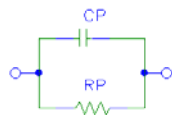
19

Modelli componenti passivi - 6

Considerando perdite ohmiche si derivano questi equivalenti:



Induttore con perdite per resistenza conduttore.



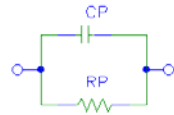
Condensatore con perdite nel dielettrico.

20

Modelli componenti passivi - 7



$$Z_L(s) = R_{sL} + sL$$



$$Z_C(s) = \frac{R_{pC}}{1 + sR_{pC}C_p}$$

Il fattore di merito di un componente (p. es. induttore) con perdite in serie è definito come rapporto tra reattanza e resistenza.

$$Q_{sL} \equiv \frac{\omega L}{R_{sL}}$$

Il fattore di merito di un componente (p. es. condensatore) con perdite in parallelo è definito come rapporto tra suscettanza e conduttanza.

$$Q_{pC} \equiv \omega C R_{pC}$$

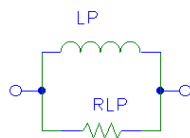
21

Modelli componenti passivi - 8



E' possibile riportare in parallelo l'elemento resistivo in serie

(e viceversa per il condensatore).



A una frequenza vale l'equivalenza:

$$Z_{pL} = \frac{R_{pL} j\omega L_p}{R_{pL} + j\omega L_p} \equiv R_{sL} + j\omega L$$

22

Modelli componenti passivi - 9

$$\begin{aligned}
 Z_{pL} &= \frac{R_{pL}j\omega L_p}{R_{pL} + j\omega L_p} = \frac{R_{pL}j\omega L_p (R_{pL} - j\omega L_p)}{|R_{pL} + j\omega L_p|^2} = \\
 &= \frac{\omega^2 L_p^2 R_{pL} + j\omega L_p R_{pL}^2}{R_{pL}^2 + \omega^2 L_p^2} = \frac{\omega^2 L_p^2 R_{pL} + j\omega L_p R_{pL}^2}{R_{pL}^2 \left(1 + \frac{\omega^2 L_p^2}{R_{pL}^2}\right)} = \\
 &= \frac{\omega^2 L_p^2 R_{pL} + j\omega L_p R_{pL}^2}{R_{pL}^2 \left(1 + \frac{\omega^2 L_p^2}{R_{pL}^2}\right)} = \frac{j\omega L_p}{\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} + \frac{R_{pL}}{Q^2 \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)}
 \end{aligned}$$

23

Modelli componenti passivi - 10

$$Z_{pL} = \frac{j\omega L_p}{\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} + \frac{R_{pL}}{Q^2 \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)}$$

Il fattore di merito dipende dalla frequenza e cala all'aumentare di f. Dati tecnologici forniscono delle indicazioni specifiche (i.e. data-sheet)

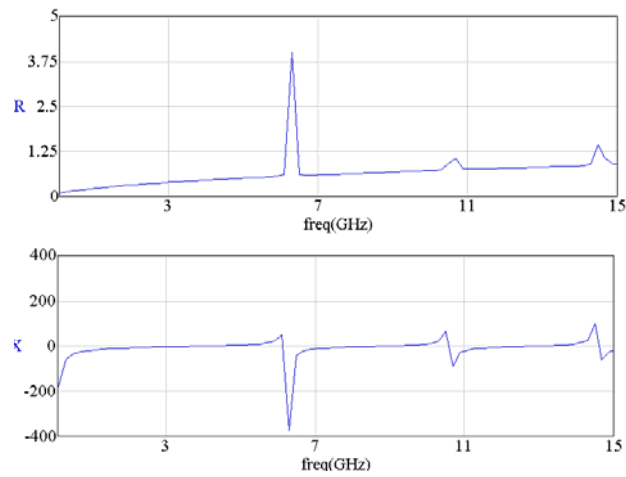
$$L_S = \frac{L_p}{\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} \cong L_p$$

$$R_S = \frac{R_{pL}}{Q^2 \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} \cong \frac{R_{pL}}{Q^2}$$

24

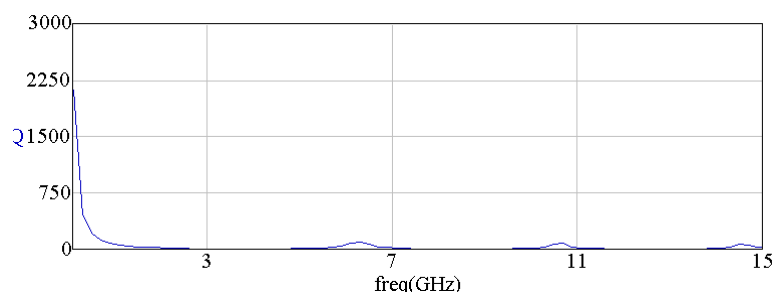
Modelli componenti passivi - 11

Modello condensatore reale con effetti di risonanza



25

Modelli componenti passivi - 12



Andamento in frequenza del fattore di merito
 $C = 10\text{pF}$ (A microonde: Cap. di blocco e /o filtro)

26

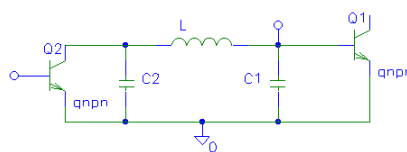
Modelli componenti passivi - 13

TABELLA RIASSUNTIVA TRASFORMAZIONI

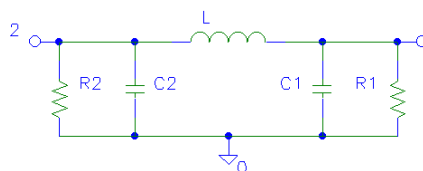
MODELLO L - R	MODELLO C - R
$Q_S = \omega L_S / R_S$	$Q_S = 1 / (\omega R_S C_S)$
$Q_P = R_P / \omega L_P$	$Q_P = \omega R_P C_P$
$R_P = R_S (1 + Q_S^2)$	$R_S = R_P / (1 + Q_P^2)$
$L_P = L_S (1 + 1 / Q_S^2)$	$C_S = C_P (1 + 1 / Q_P^2)$

27

Rete di Colpitts - 1



Guadagno d'anello con effetti di carico rete di Colpitts



28

Rete di Colpitts - 2

Interessa conoscere la f. di t. V_{out}/I_{in} tenuto conto che il transistor può essere assimilato ad un generatore di corrente alla porta d'uscita.

$$\frac{V_{Out}(s)}{I_{In}} = \frac{1}{sL(G_1 + sC_1)(G_2 + sC_2) + [G_1 + G_2 + s(C_1 + C_2)]}$$

E' possibile trovare i poli usando le relazioni approssimate basate sull'esame dei coefficienti.

$$\begin{aligned} D(s) &= sL(G_1 + sC_1)(G_2 + sC_2) + [G_1 + G_2 + s(C_1 + C_2)] = \\ &= s^3[LC_1C_2] + s^2L[C_1G_2 + C_2G_1] + s[LG_1G_2 + C_1 + C_2] + \\ &+ G_2 + G_1 = 0 \end{aligned}$$

29

Rete di Colpitts - 3

La frequenza di risonanza si trova annullando la parte immaginaria:

$$\begin{aligned} D(j\omega_0) &= -j\omega_0^3[LC_1C_2] + j\omega_0[LG_1G_2 + C_1 + C_2] = 0 \\ \omega_0^2 &= \frac{LG_1G_2 + C_1 + C_2}{[LC_1C_2]} = \frac{1}{L \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}} + \frac{G_1G_2}{C_1C_2} \cong \frac{1}{L \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}} \end{aligned}$$

Il polo reale si trova sfruttando la relazione che lega il prodotto dei poli col termine noto dell'equazione $D(s)=0$.

$$\begin{aligned} D(s) &= sL(G_1 + sC_1)(G_2 + sC_2) + [G_1 + G_2 + s(C_1 + C_2)] = \\ &= s^3[LC_1C_2] + s^2L[C_1G_2 + C_2G_1] + s[LG_1G_2 + C_1 + C_2] + \\ &+ G_2 + G_1 = 0 \end{aligned}$$

$$s_1 s_2 s_2^* = -\frac{G_2 + G_1}{LC_1C_2} \quad s_1 = -\frac{G_2 + G_1}{LC_1C_2} \frac{1}{\omega_0^2}$$

30

Rete di Colpitts - 4

La parte reale della coppia di poli complessi coniugati si può derivare dalla somma dei poli:

$$s_1 + s_2 + s_2^* = -\frac{C_1 G_2 + C_2 G_1}{C_1 C_2} \quad 2 \operatorname{Re}[s_2] = -\frac{C_1 G_2 + C_2 G_1}{C_1 C_2} - s_1$$

$$2 \operatorname{Re}[s_2] = -\frac{C_1 G_2 + C_2 G_1}{C_1 C_2} + \frac{G_2 + G_1}{LC_1 C_2} \frac{1}{\omega_0^2} = -\frac{C_1 G_2 + C_2 G_1}{C_1 C_2} + \frac{G_2 + G_1}{C_1 + C_2}$$

$$= \frac{G_2 C_1 C_2 + G_1 C_1 C_2 - (C_1 + C_2)(C_1 G_2 + C_2 G_1)}{C_1 C_2 (C_1 + C_2)} = -\frac{(C_1^2 G_2 + C_2^2 G_1)}{C_1 C_2 (C_1 + C_2)}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{2 \operatorname{Re}[s_2]} = \frac{\omega_0 C_1 C_2 (C_1 + C_2)}{(C_1^2 G_2 + C_2^2 G_1)}$$

31

Rete di Colpitts - 5

$$Q = \frac{\omega_0}{2 \operatorname{Re}[s_2]} = \frac{\omega_0 C_1 C_2 (C_1 + C_2)}{(C_1^2 G_2 + C_2^2 G_1)} = \frac{\omega_0 / (G_1 G_2)}{\omega_0 / (G_1 G_2)} \frac{\omega_0 C_1 C_2 (C_1 + C_2)}{(C_1^2 G_2 + C_2^2 G_1)} = \frac{Q_{c1} Q_{c2} (C_1 + C_2)}{(C_1 Q_{c1} + C_2 Q_{c2})}$$

(Si è posto $\beta \cong \omega_0$)

$$Q_{c1} \gg Q_{c2} \quad \Rightarrow \quad Q \cong Q_{c2}$$

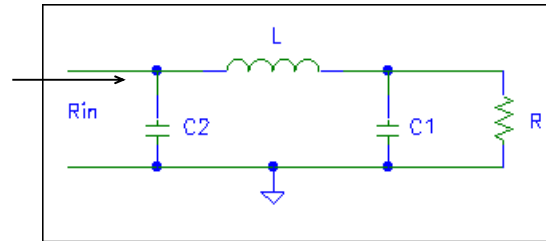
$$V_{\text{Out}}(\omega_0) = -I_{\text{in}}(\omega_0) / [(C_1 + C_2)(G_2/C_2 + G_1/C_1) - (G_1 + G_2)]$$

$$= -I_{\text{in}}(\omega_0) / [(C_1/C_2) G_2 + [(C_2/C_1) G_1]$$

$$C_1 \gg C_2 \quad \Rightarrow \quad V_{\text{Out}}(\omega_0) = -I_{\text{in}}(\omega_0) / [(C_1/C_2) G_2]$$

32

Rete di Colpitts - 6



$$Y_{in} = [s^3 LC_1 C_2 + s^2 LG C_2 + s(C_1 + C_2) + G] / [s^2 LC_1 + sLG + 1]$$

$$Z_{in} = R [(1 - \omega_0^2 L C_1) + j \omega_0 G L] / [1 - \omega_0^2 L C_2] \text{ per } \omega \cong \omega_0$$

$$R_{in} = R [1 - \omega_0^2 L C_1] / [1 - \omega_0^2 L C_2] = R (C_1 / C_2)^2$$

$$X_{in} = \omega_0 L / [1 - \omega_0^2 L C_2] = - (Q_{c2} / Q_{c1}) \omega_0 L$$

33

Oscillatori sinusoidali

/3

- In realtà la condizione di Barkhausen è solo matematica e i poli possono spostarsi sia in senso verticale (variazione della frequenza di oscillazione), che verticale (parte reale $\neq 0$).
- Il coefficiente di stabilità in frequenza S_F permette di valutare la sensibilità della frequenza di oscillazione ai disturbi esterni.
- Supponendo che la condizione di Barkhausen sia soddisfatta per una frequenza f'_0 diversa da f_0 e di espandere in serie al I ordine la fase complessiva, si ottiene:

$$\varphi(\omega'_0) = 0 = \varphi(\omega_0) + \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_0} \cdot (\omega'_0 - \omega_0)$$

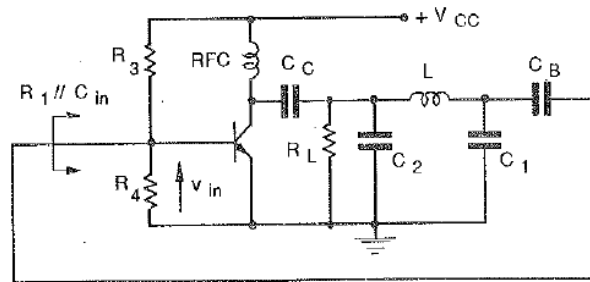
$$\omega'_0 = \omega_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta\varphi}{S_F} \right)$$

34

Oscillatori sinusoidali

/4

OSCILLATORE DI COLPITTS (RLC)



35

Oscillatori sinusoidali

/5

OSCILLATORE DI COLPITTS (RLC)

- L'oscillatore è costituito da uno stadio amplificatore ad emettitore comune ed da una rete sfasatrice di Colpitts.
- L'amplificatore produce uno sfasamento tra l'uscita e l'ingresso pari a π a tutte le frequenze, la rete di Colpitts solo alla risonanza: a tale frequenza pertanto è soddisfatta la condizione di Barkhausen.
- La presenza del Radio Frequency Coil (RFC) permette di raddoppiare la dinamica massima.

36

Oscillatori sinusoidali

/6

OSCILLATORE DI COLPITTS (RLC)

- La condizione di oscillazione sul guadagno viene trovata applicando le proprietà della rete di Colpitts.
- Nell'intorno della frequenza di risonanza la resistenza di ingresso della rete vale $R_{in} = R_1 (C_1/C_2)^2$ con $R_1 \cong R_L$. Pertanto il guadagno della rete vale:
 - $V_{be} = -I_{out} R_L C_2 / C_1$
- A sua volta la corrente d'uscita dell'amplificatore vale:
 - $I_{out} = -g_m V_{be}$
- Perché sia soddisfatta la condizione di Barkhausen deve valere la condizione:
 - $g_m = I_Q / V_T = C_1 / (R_L C_2)$
- Per aumentare la stabilità in frequenza del circuito si sostituisce ad uno degli elementi della rete di Colpitts un quarzo.

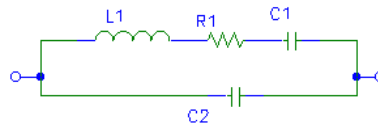
37

Modello quarzo

/1

Il quarzo cristallino è un materiale piezoelettrico, in grado di rispondere a una sollecitazione meccanica con un campo elettrico.

Il fenomeno è caratterizzato da un Q molto alto ($10^4 - 10^6$)



Risonanza serie: $|X_{L1}| = |X_{C1}|$

$$\omega_s L1 = 1/(\omega_s C1)$$

$$\omega_s = (L1 * C1)^{-1/2}$$

Il circuito risonante serie modella la risonanza elettromeccanica e C2 è la capacità elettrostatica dei contatti.

38

Modello quarzo /2

Risonanza parallelo:

$$|X_{C2}| = |X_{L1} + X_{C1}| = |X_{L1}| - |X_{C1}|$$

$$1/(\omega_p C2) = (\omega_p L1) - 1/(\omega_p C1)$$

$$1/(\omega_p C2) + 1/(\omega_p C1) = \omega_p L1$$

$$(1/C1)(1+C1/C2) = (\omega_p)^2 L1$$

$$(1+C1/C2)/(C1*L1) = (1+C1/C2)(\omega_s)^2 = (\omega_p)^2$$

39

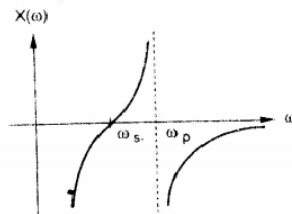
Modello quarzo /3

$$\omega_p = \omega_s (1+C1/C2)^{1/2}$$

$C1 \ll C2$, quindi si può espandere la radice:

$$(1+C1/C2)^{1/2} = 1 + (1/2)(C1/C2)$$

e ricavare lo scarto di frequenza fra ω_p e ω_s :



$$\Delta\omega = \omega_p - \omega_s$$

$$\Delta\omega = (1/2)(C1/C2) \omega_s$$

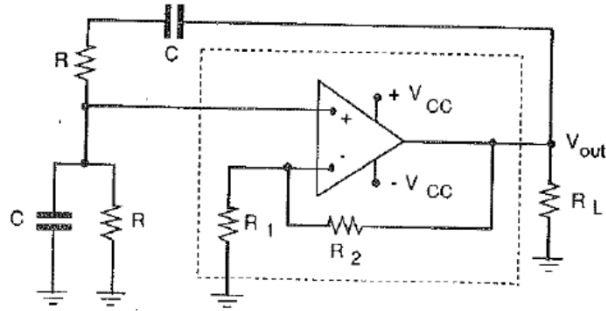
La curva della reattanza mostra che il quarzo presenta impedenza induttiva tra ω_s e ω_p

40

Oscillatori sinusoidali

/7

OSCILLATORE DI WIEN (RC)



1

Oscillatori sinusoidali

/8

OSCILLATORE DI WIEN (RC)

- L'amplificatore di andata è un amplificatore reazionato in condizione non invertente con guadagno $A(j\omega) = 1 + R_2 / R_1$.
- Per le proprietà dell'operazionale si suppone che l'impedenza di ingresso sia molto maggiore di quella offerta dalla rete sfasatrice, e che l'impedenza di uscita sia molto minore del carico.
- Si determina anche il guadagno presentato dalla rete sfasatrice e si applica la condizione di Barkhausen:

$$f(j\omega) \cdot A(j\omega) = \frac{j\omega RC}{-\omega^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1$$

2

Oscillatori sinusoidali

/9

OSCILLATORE DI WIEN (RC)

- La rete risona quando il denominatore è puramente immaginario e quindi si ottiene la seguente frequenza di oscillazione:

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

- Dalla condizione sul modulo si determina il guadagno minimo dell'operazionale che è pari a **3**.
- Tale circuito presenta un basso valore di S_F ($=2/3$).

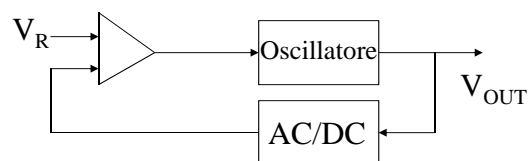
3

Oscillatori sinusoidali

/10

CONTROLLO DI GUADAGNO PER L'OSCILLATORE DI WIEN

- Il controllo dell'ampiezza viene eseguito con un sistema retroazionato in continua:

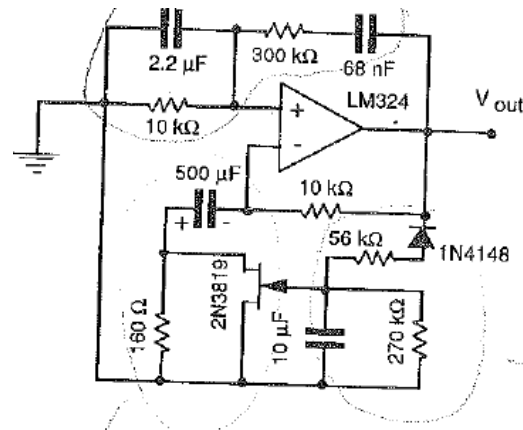


4

Oscillatori sinusoidali

/11

CONTROLLO DI GUADAGNO PER L'OSCILLATORE DI WIEN



5

Oscillatori sinusoidali

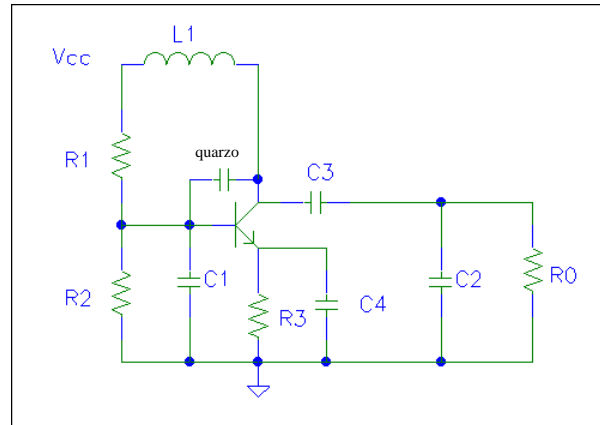
/12

CONTROLLO DI GUADAGNO PER L'OSCILLATORE DI WIEN

- Il diodo e il filtro passa-basso permettono la lettura del valore di picco della semionda negativa, e variano il punto di lavoro (V_{GS}) del JFET.
- Il JFET è polarizzato a $I_{DS} = 0$ dalla capacità e pertanto varia la resistenza offerta al variare di V_{GS} .
- Se ad esempio l'ampiezza dell'oscillazione è troppo elevata, la V_{GS} diviene più negativa, la resistenza offerta dal JFET diviene più alta, la resistenza complessiva R_1 aumenta, provocando la diminuzione del guadagno dell'operazionale.

6

Oscillatore di Pierce



7

Analisi in continua

- L'amplificatore è polarizzato a emettitore comune
- Si vuole ottenere una dinamica d'uscita di 12 Vpp
- La frequenza di oscillazione è 12 MHz
- L'alimentazione è $V_{cc} = 12V$, $R_0 = 50\Omega$.

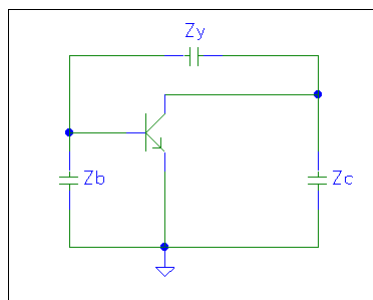
8

Scelta del punto di lavoro /2

- Si utilizza il componente NPN BFG92A/X
- Si fissa $I_Q = 3 \text{ mA}$
- $R_3 = 0.67 \text{ K}\Omega$, $R_1 = 9.2 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 2.8 \text{ K}\Omega$

9

Circuito dinamico (rete di Colpitts)



$$Z_y = j\omega L_Q \quad Z_C = R_{in0} \parallel (1/j\omega C_{eq})$$

$$Z_B = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi \parallel (1/j\omega C_1) = R_{Tot} \parallel (1/j\omega C_1)$$

10

Condizioni per l'oscillazione /1

$$-g_m V_{be} \frac{Z_C Z_B}{Z_C + Z_B + Z_Y} = V_{be}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_Q \left(\frac{C_1 C_{eq}}{C_1 + C_{eq}} \right)} + \frac{1}{C_1 C_{eq} R_{in0} R_{Tot}} \cong \frac{1}{L_Q \left(\frac{C_1 C_{eq}}{C_1 + C_{eq}} \right)} \left(1 + \frac{1}{Q_{C1} Q_{Ceq}} \right)$$

11

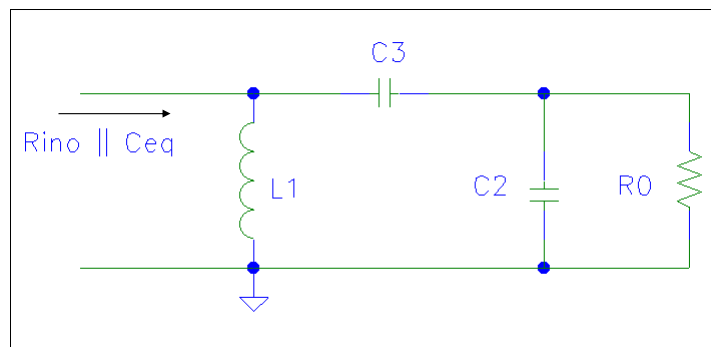
Condizioni per l'oscillazione /2

$$\frac{-g_m}{(G_{in0} + G_{Tot}) - (C_1 + C_{eq})(G_{in0}/C_{eq} + G_{Tot}/C_1)} = 1$$

$$\frac{g_m R_{in0}}{C_1 / C_{eq}} = 1$$

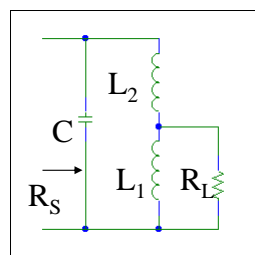
12

Utilizzo della rete adattatrice

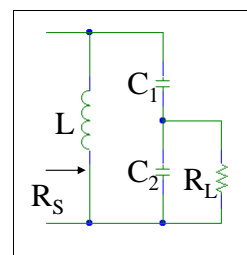


13

Reti antirisonanti /1



a) Con presa centrale sul ramo induttivo.

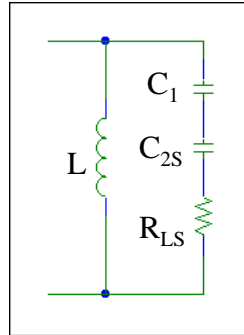


b) Con presa centrale sul ramo capacitivo.

14

Reti antirisonanti /2

- La prima trasformazione è di tipo **P->S** (fa diminuire la resistenza) e si ottiene:



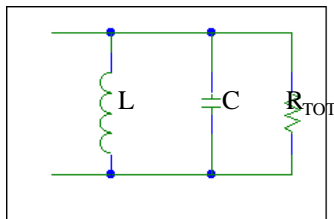
$$C_{2S} = C_2 \frac{1 + Q_{C2}^2}{Q_{C2}^2} \cong C_2$$

$$R_{LS} = R_L \frac{1}{1 + Q_{C2}^2} \cong \frac{R_L}{Q_{C2}^2}$$

15

Reti antirisonanti /3

- La seconda trasformazione è di tipo **S->P** (fa aumentare la resistenza) e si ottiene:



$$C = \frac{C_1 C_{2S}}{C_1 + C_{2S}} \cdot \frac{Q_C^2}{(1 + Q_C^2)} \cong \frac{C_1 C_{2S}}{C_1 + C_{2S}}$$

$$R_{TOT} = R_{LS} (1 + Q_C^2) = R_L \frac{(1 + Q_C^2)}{(1 + Q_{C2}^2)} \cong R_L \frac{Q_C^2}{Q_{C2}^2}$$

16

Reti antirisonanti /4

- La seconda trasformazione fa ottenere un circuito risonante parallelo in cui la resistenza è il parametro che stiamo cercando per verificare l'adattamento.
- Esplicitando i valori del Q si ricava il valore del rapporto di trasformazione:

$$R_{TOT} = R_L \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 = R_L \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2$$

- La rete di adattamento “moltiplica” la resistenza di carico per un fattore dipendente dal rapporto di capacità.

17

Reti antirisonanti /5

- Questo può causare due inconvenienti:
 - Fare C_2 molto grande crea problemi di risonanza e di perdita per C_2 .
 - Fare C_1 troppo piccolo rende questa capacità confrontabile con le parassite degli elementi attivi del circuito.

18

Reti antirisonanti /6

PROCEDURA DI PROGETTO

- Si sceglie $Q_{tot} = 2 \cdot Q = 2 \cdot f_0 / BW$ (per tenere conto della partizione all'adattamento).

- Si determina il valore di C :

$$C = \frac{Q_{tot}}{\omega_0 \cdot R_S}$$

- Si calcola il valore di L :

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C}$$

- Si calcola il valore di Q_{C2} :

$$Q_{C2} = \sqrt{\frac{1 + Q_{tot}^2}{R_S / R_L} - 1}$$

19

Reti antirisonanti /7

PROCEDURA DI PROGETTO

- Si determina il valore di C_2 :

$$C_2 = \frac{Q_{C2}}{\omega_0 \cdot R_L}$$

- Si calcola il valore di C_{2S} :

$$C_{2S} = C_2 \frac{1 + Q_{C2}^2}{Q_{C2}^2}$$

- Si calcola il valore di C_1 :

$$C_1 = \frac{C_{2S} \cdot C}{C_{2S} - C}$$

20

Reti antirisonanti /7

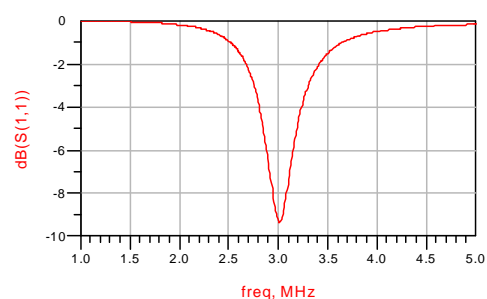
ESEMPIO DI PROGETTO

- Si voglia adattare un carico di 50Ω verso una sorgente di $4K\Omega$ alla frequenza di 3.0 MHz , con un Q caricato di 7.5 .
- Il Q del circuito è pari a: $Q_{\text{tot}} = 2 \cdot 7.5 = 15$.
- La capacità complessiva vale: $C = 15 / (\omega_0 R_S) = 200\text{ pF}$.
- L'induttanza di accordo vale: $L = 1 / (\omega_0^2 C) = 14\text{ uH}$.
- Applicando le altre relazioni presentate in precedenza si ottiene:
 - $Q_{C2} = 1.34$
 - $C_2 = 1.4\text{ nF}$
 - $C_{2S} = 2.2\text{ nF}$
 - $C_1 = 0.22\text{ nF}$

21

Reti antirisonanti /8

ESEMPIO DI PROGETTO



22

Dimensionamento della rete /1

- Si sceglie la frequenza di risonanza della rete di adattamento poco minore (9/10) di quella dell'oscillatore in modo da avere comportamento capacitivo (C_{eq}).
- R_{in0} è fissato dalla dinamica d'uscita e pari a 2 K Ω

23

Dimensionamento della rete /2

- Si fissa per la rete $Q = 50$ e si ricava:

$$Q_{C2} = Q_C \sqrt{\frac{R_0}{R_{in0}}} \cong 7.9 \quad C_2 \cong C_{2S} = 5.2\text{nF}$$

- Si sceglie: $L_1 = 1\mu\text{H}$
- Dalla specifica sulla risonanza della rete:

$$C = \frac{1}{L_1(9/10\omega_0)^2} = 217\text{pF}$$

24

Dimensionamento della rete /3

$$C = \frac{C_3 C_{2S}}{C_3 + C_{2S}} \Rightarrow C_3 = 227 \text{ pF}$$

- Alla frequenza di risonanza dell'oscillatore la rete di adattamento presenta un'ammettenza:

$$Y = G_{in0} + j\omega_0 \left(C - \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \right) = G_{in0} + j\omega_0 \left(C - \frac{\omega_0'^2 \cdot C}{\omega_0^2} \right) = G_{in0} + j\omega_0 19/100 \cdot C$$

$$C_{eq} = 19/100 \cdot C = 41 \text{ pF}$$

25

Dimensionamento della rete /4

- Dalla condizione sul guadagno d'anello:

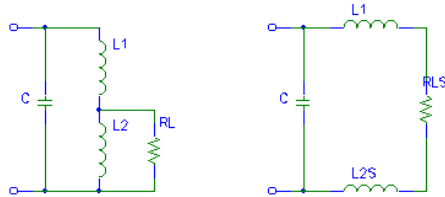
$$C_1 = C_{eq} g_m R_{in0} = 9.46 \text{ nF}$$

- che permette di verificare l'ipotesi: $C_1 \gg C_{eq}$
- La risonanza dell'oscillatore è fissata dal quarzo che deve avere impedenza induttiva a ω_0 .

26

Reti antirisonanti /9

Consideriamo la rete di figura e operiamo una trasformazione $P \rightarrow S$ per quanto riguarda il resistore di carico R_L . I valori degli equivalenti possono essere ricavati a partire dal Q del carico e L_2 .



27

Reti antirisonanti /10

$$L_{2S} = L_2 \frac{Q_{L2}^2}{1 + Q_{L2}^2} \cong L_2$$

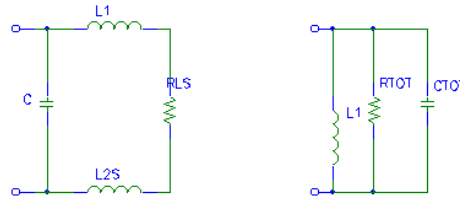
$$R_{LS} = R_L \frac{1}{1 + Q_{L2}^2} \cong \frac{R_L}{Q_{L2}^2}$$

Dopo la prima trasformazione si ottiene:

La seconda trasformazione è di tipo $S \rightarrow P$ e fa ottenere: un circuito risonante parallelo in cui la resistenza è il parametro che stiamo cercando per verificare l'adattamento.

28

Reti antirisonanti /11



La seconda trasformazione è di tipo $S \rightarrow P$ e fa ottenere: un circuito risonante parallelo in cui la resistenza è il parametro che stiamo cercando per verificare l'adattamento.

29

Reti antirisonanti /12

Nelle trasformazioni S-P il Q resta invariato e possiamo usare questa proprietà per calcolare la resistenza equivalente parallelo R_{TOT} .

$$L_{TOT} = (L_1 + L_{2S}) \cdot \frac{(1 + Q_L^2)}{Q_L^2} \cong L_1 + L_{2S}$$

$$R_{TOT} = R_{LS} (1 + Q_L^2) = R_L \frac{(1 + Q_L^2)}{(1 + Q_{L2}^2)} \cong R_L \frac{Q_L^2}{Q_{L2}^2}$$

30

Reti antirisonanti /13

Esplicitando i valori del Q si ricava il valore del rapporto di trasformazione.

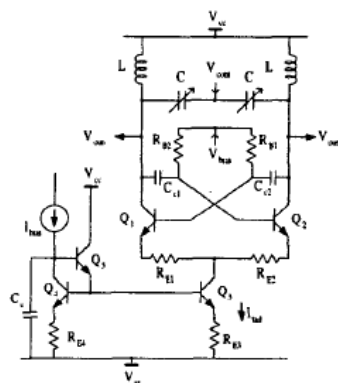
:

$$R_{TOT} = R_L \left(\frac{L_1 + L_2}{L_2} \right)^2 = R_L \left(1 + \frac{L_1}{L_2} \right)^2$$

La rete di adattamento “moltiplica” la resistenza di carico per un fattore dipendente dal rapporto di induttanze.

31

Oscillatori LC /1



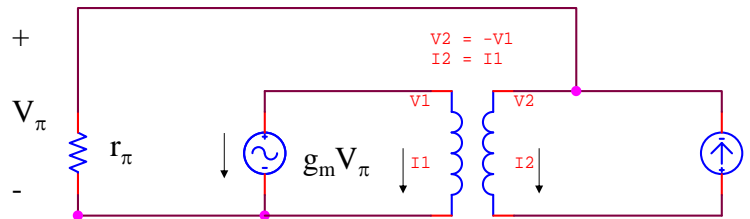
- L'oscillatore LC è realizzato attraverso una cella differenziale (eventualmente degenerata) chiusa in reazione positiva, con carico accordato L-C. La capacità C è in genere variabile elettronicamente: l'oscillatore presenta pulsazione di oscillazione variabile e pari a $1/\sqrt{L \cdot C}$

32

Oscillatori LC

/2

- La cella chiusa in reazione positiva presenta resistenza di uscita negativa e circa pari a $-1/g_m$ del transistor, come può essere verificato con il semi-circuito equivalente per il modo differenziale:



$$R_{out} = V_2 / I = -\frac{1}{g_m \cdot (1 - 1/\beta)} \cong -1/g_m$$

33

Oscillatori LC

/3

- La resistenza negativa serve per compensare le perdite del circuito accordato: in tecnologia integrata gli induttori presentano bassi valori di Q (<20)
- Attraverso la compensazione, si fa in modo da rispettare la condizione di Barkhausen sul modulo del guadagno di anello

34