AMPLIFICATORI A LARGA BANDA

La variazione con ω dei parametri S di un transistor pone dei vincoli al progetto di un amplificatore a larga banda, dovuti a vincoli teorici nelle prestazioni ottenibili dalle reti di adattamento di ingresso e uscita.

Noi ci limitiamo a considerare il caso di transistor unidirezionali (applicabile a ~~ovvero di~~ transistor approssimativamente unidirezionali)

Per un tale transistor il guadagno di trasduzione

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (1)$$

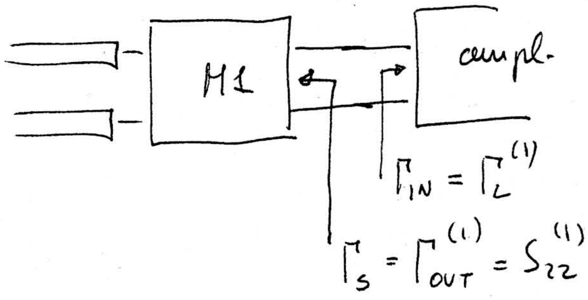
diventa

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (2)$$

Possiamo esprimere G_{TU} in termini dei guadagni di trasduzione delle reti M1 e M2 di adattamento. Considerando la rete di ingresso (e usando gli apici $^{(1)}$ per le grandezze di tale rete) si ha, da (1) e ricordando che in tal caso $\Gamma_S^{(1)} = 0$

$$G_{M1} = |S_{21}^{(1)}|^2 \frac{1-|\Gamma_L^{(1)}|^2}{|1-S_{22}^{(1)}\Gamma_L^{(1)}|^2} \qquad (3)$$

Ora (vedi schema)



$\Gamma_L^{(1)} = \Gamma_{IN}$ $\qquad S_{22}^{(1)} = \Gamma_S$

~~e quindi~~ Inoltre M1 è privo di perdite per cui

$$|S_{21}^{(1)}|^2 = 1 - |S_{22}^{(1)}|^2 = 1 - |\Gamma_S|^2$$

e quindi

$$G_{M1} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_{IN}|^2)}{|1-\Gamma_S\Gamma_{IN}|^2} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)(1-|S_{11}|^2)}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2} \qquad (4)$$

ricordando che il transistor è unidirezionale. Procedendo analogamente per G_{M2} segue

$$G_{TU} = G_{M1} \cdot G_{TU_{MAX}} \cdot G_{M2} \qquad (5)$$

con $G_{TU_{MAX}} = \dfrac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}$ massimo guadagno del transistor unidirezionale.

Variando opportunamente $G_{M1}(\omega)$ e $G_{M2}(\omega)$ si può quindi compensare la variazione del guadagno del transistor e ottenere $G_T(\omega)$ costante con ω.

Il guadagno del transistor è in genere approssimabile nella banda (ω_1, ω_2) con

$$G_{TU_{max}}(\omega) = G_0\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^{-K}$$

dove G_0 è il guadagno per $\omega = \omega_2$ e K una costante, legata alla variazione del guadagno, x, in dB/ottava. ~~da~~ Si ha infatti (1)

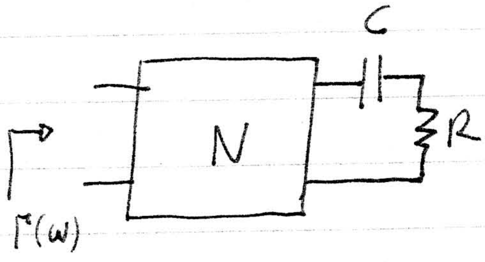
$$x = -10\log_{10}\frac{G(2\omega)}{G(\omega)} = -10\log_{10}2^{-K} = 10K\log_{10}2 \simeq 3K$$

Per compensare tale variazione occorre che, nella banda di interesse (ω_1, ω_2)

$$G_M = G_{M1}\cdot G_{M2} = K_0\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^{K}$$

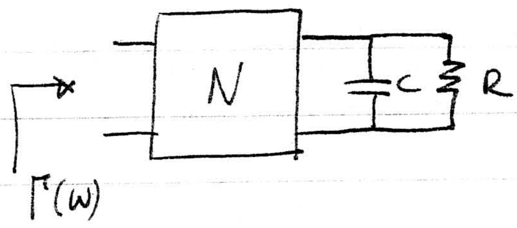
con K_0 più grande possibile (anche se, evidentemente, $K_0 \leq 1$).

In realtà, però, non è sempre possibile ottenere il valore massimo di K_0 in quanto le impedenze di ingresso e uscita del transistor sono reattive e in tal caso vale il seguente criterio di Bode-Fano:



$$\int_0^\infty \frac{1}{\omega^2}\log\left|\frac{1}{\Gamma}\right| d\omega \leq \pi RC$$

(1) Alternativamente, la pendenza



$$\int_0^\infty \log \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC}$$

qualunque sia la rete N purchè passiva, reciproca e priva di perdite. Lo schematizzare con reti RC serie o parallelo non è ~~p~~ restrittivo: il ~~teorema~~ criterio vale anche per ~~a~~ reti LR (di minore interesse pratico) e comunque le impedenze da adattare sono tipicamente ben approssimabili con ~~altre~~ reti RC.

Il guadagno G_{IN} (dato da una espressione simile a G_{RC}) è il rapporto tra la potenza al carico e quella incidente. Ma essendo la ~~tua~~ rete ~~pur~~ di adattamento priva di perdite si ha $G_{IN} = 1 - |\Gamma(\omega)|^2$

Quindi il criterio di Bode-Fano si applica ~~separ~~ (separatamente) alle due reti di adattamento del nostro amplificatore, ~~lim~~ limitandone il massimo guadagno ottenibile. ~~Supponiamo~~

Consideriamo come esempio ~~una rete~~ una rete che debba adattare un RC parallelo ~~con~~ ~~resist~~ ~~(ovvero compensare 3 dB/ottava)~~

In tal caso il criterio di Bode-Fano richiede che (nella migliore delle ipotesi, in cui fuori banda $|\Gamma| = 1$)

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \log \left| \frac{1}{1-G_{IN}} \right| d\omega \leq \frac{2\pi}{RC}$$

Posto $\bar{\omega} = \frac{\omega_1}{\omega_2} < 1$ e sostituendo G_N si ha

$$\int_{\bar{\omega}}^{1} \log \frac{1}{1-K_0 \omega^k} \, d\omega \leq \frac{2\pi}{\omega_2 RC} = \frac{2\pi}{\tau_{LP}}$$

Il primo membro è una funzione decrescente di $\bar{\omega}$, e quindi fissati κ e K_0 esiste un valore minimo di $\bar{\omega}$ al di sotto del quale la disuguaglianza non è verificata.

D'altra parte al ~~crescere~~ ridursi di K_0 la grandezza $1-K_0\omega^k$ aumenta, così come al ~~ridursi~~ crescere di K. In entrambi i casi l'integrando, e quindi l'integrale, diminuisce allargando l'intervallo di banda in cui si ha adattamento.

In genere si usano curve che ~~..~~ forniscono la regione per $\bar{\omega}$ in cui si ha adattamento, in funzione di $\omega_2 RC$, parametrizzate in κ (ovvero x) e in K_0.

Un esempio è riportato nella pagina seguente. La regione utile è quella al di sotto della curva. ($\tau_{LP} \leq \cdots$)

Per rete RC serie i discorsi sono analoghi. Un esempio di curve è anch'esso riportato. In tal caso la regione utile è quella al di sopra delle curve ($\tau_{HP} = \omega_2 RC \geq \cdots$)

Nel caso particolare di $x=0$ (guadagno costante) si ha immediatamente

$$\tau_{LP} \le \frac{2\pi}{(1-\bar{\omega}) \log \frac{1}{1-K_0}}$$

$$\tau_{HP} \ge \frac{1}{2\pi} \frac{1-\bar{\omega}}{\bar{\omega}} \log \frac{1}{1-K_0}$$

dal che si vede anche che in tal caso $K_0 < 1$

Per quanto riguarda il progetto della rete di adattamento, se la rete richiede $K=0$ si può utilizzare un filtro BPF (di Chebychev) in cui il carico da adattare realizza parte dell'ultimo condensatore, l'ultimo induttore e il carico del filtro.

Per $K>0$ si può usare ancora un approccio simile, ma la scelta dei coefficienti del filtro va fatta caso per caso

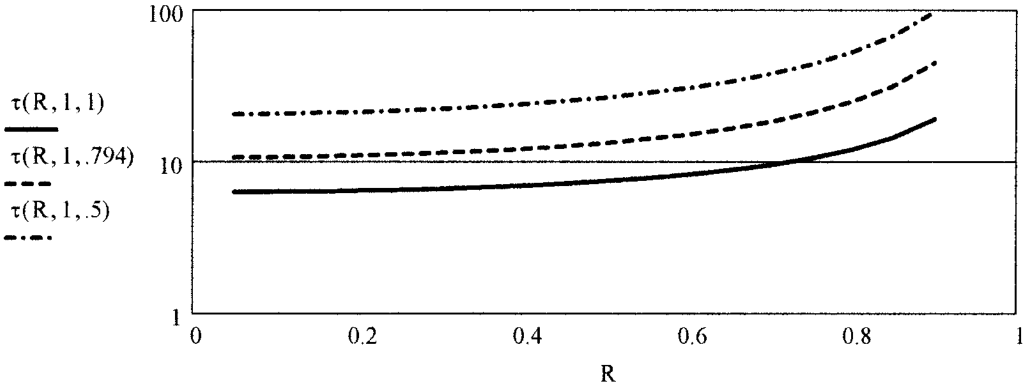
$$f(x,k,K) := \ln\left(\left|1 - K \cdot x^{k}\right|\right) \qquad \tau(R,k,K) := \left(-\frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\int_{R}^{1} f(x,k,K)\,dx\right)^{-1} \qquad R := 0.05, 0.1 .. 0.9$$

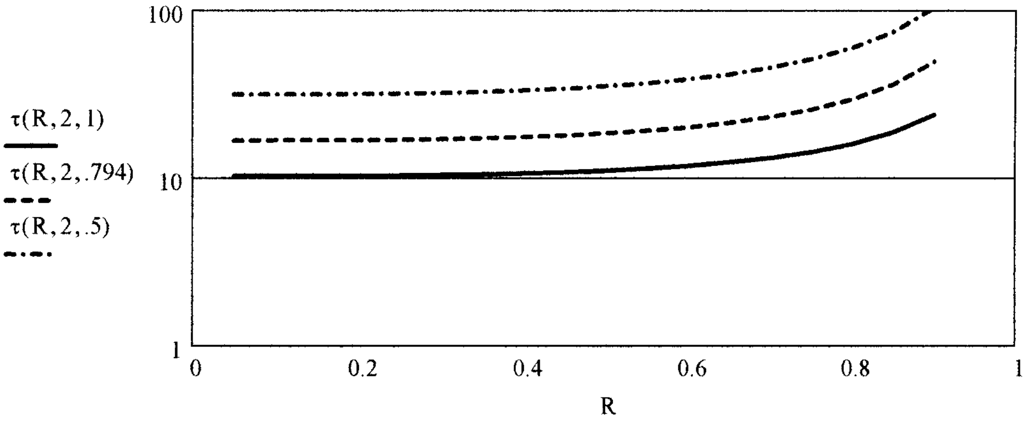
Risposta di adattamenti RC parallelo [grafici a pendenza fissata, parametrizzati in K]

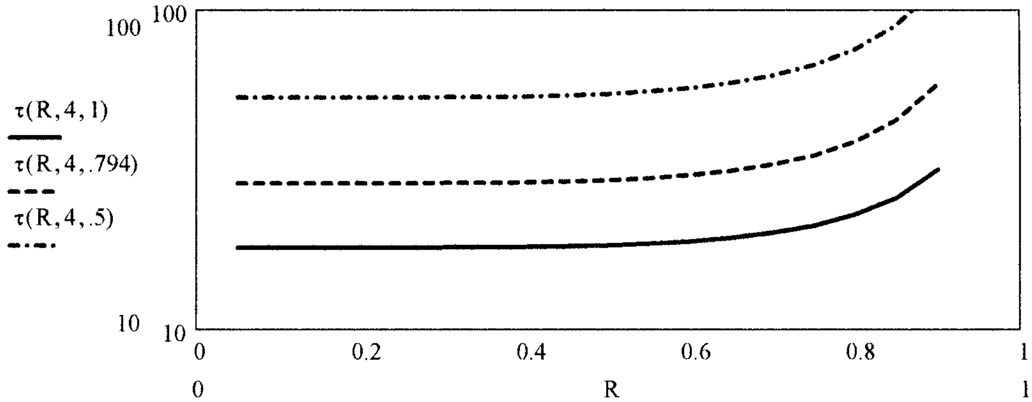
R: frequenza di taglio inferiore normalizzata

K: perdita di guadagno (0dB, -1dB, -3dB)

k: pendenza della curva pari a 3k dB/ottava







$$f(x,k,K) := \frac{1}{x^2}\cdot\ln\left(\left|1 - K\cdot x^k\right|\right) \qquad \tau(R,k,K) := \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\int_R^1 f(x,k,K)\,dx \qquad R := 0.05, 0.1 .. 0.9$$

Risposta di adattamenti RC serie [grafici a pendenza fissata, parametrizzati in K]

R: frequenza di taglio inferiore normalizzata

K: perdita di guadagno (0dB, -1dB, -3dB)

k: pendenza della curva pari a 3k dB/ottava