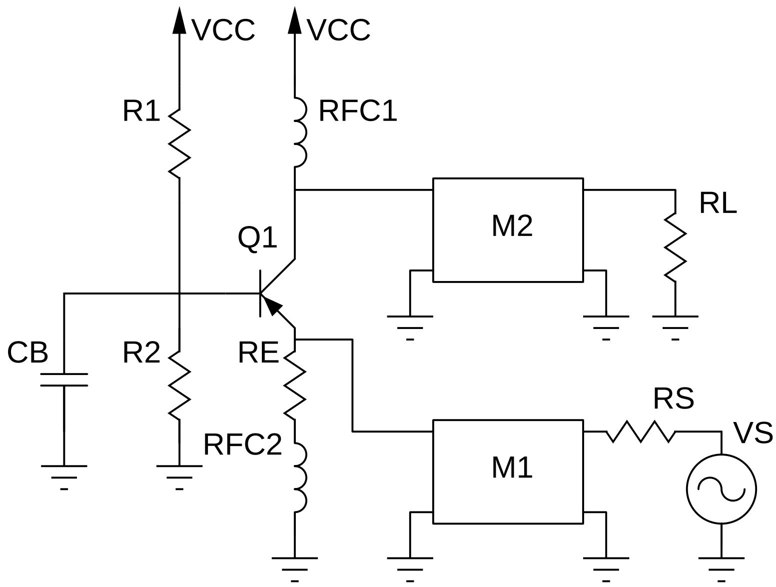
PROVA SCRITTA DI ELETTRONICA DELLE TELECOMUNICAZIONI I
13/01/2003

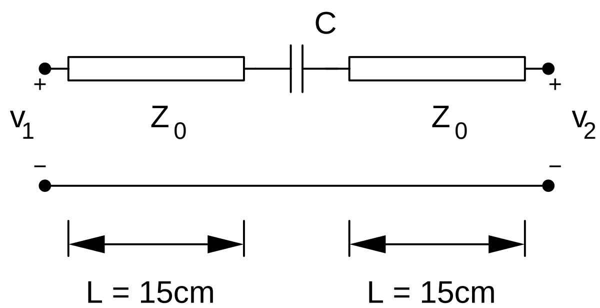
Esercizio A:
Con riferimento all'amplificatore in figura:

a) Si calcoli il valore di RE in modo tale che la corrente di collettore IC sia pari a -2 mA.
b) si progettino le reti M1 ed M2 in modo tale da massimizzare l'ampiezza della corrente sul carico, e si calcoli il valore di questa corrente.
c) Supponendo adesso che y_{rb} = -j 0.1 mS, si dica se è possibile, modificando opportunamente M1 ed M2, ottenere un oscillatore alla frequenza di 100 MHz.



VCC = -12 V
R1 = 10 kΩ
R2 = 2 kΩ
CB = 100pF
VS = 1 mV @ 100MHz
RL = 50 Ω
RS = 150 Ω
Q1: 2N4957, con parametri:
y_{ib} = 56 - j 8 mS
y_{fb} = -56 + j 9 mS
y_{ob} = 0.1 + j 0.7 mS
y_{rb} = 0 mS

Esercizio B:
Calcolare i parametri S del quadripolo di figura alla frequenza di 1 GHz [linee in aria].



C = 1 pF
Z_0 = 50 Ω

Esercizio A: Soluzione.

a) Il partitore di ingresso, se si usa l'approssimazione di partitore pesante, permette di calcolare immediatamente la tensione sulla base:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = -2\,\text{V}$$

L'ipotesi di partitore pesante può essere immediatamente verificata notando, nel caso peggiore, la corrente di base vale

$$I_B \cong \frac{I_C}{h_{FE}} \cong \frac{I_E}{h_{FE}} = \frac{-2\,\text{mA}}{20} = -100\,\mu\text{A}$$

mentre la corrente in R_1, R_2 vale circa

$$I_{1,2} \cong \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{-12}{12\,\text{k}\Omega} = -1\,\text{mA}$$

che è abbastanza più grande di I_B. La resistenza di emettitore vale infine

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_B + V_{BE,on}}{I_E} = \frac{-2\,\text{V} + 0.7\,\text{V}}{-2\,\text{mA}} = 650\Omega$$

b) La corrente sul carico è massima quando il guadagno è massimo, e quindi in condizioni di adattamento coniugato sia in ingresso, sia in uscita. Dalle caratteristiche (fig. 14) si ricava che il transistore, nella configurazione data (CB) e alla frequenza di 100 MHz, è incondizionatamente stabile. Si possono quindi senz'altro sintetizzare M1 ed M2 in modo che

$$y_{Lv} = y_{out}^{*}, \quad y_{Sv} = y_{in}^{*}.$$

Inoltre, poiché $y_{rb} = 0$, $y_{out} = y_{ob}$, $y_{in} = y_{ib}$.

Rete M1: deve effettuare la trasformazione di ammettenza $1/R_S \Rightarrow y_{ib}^{*}$, cioè $6.67\,\text{mS} \Rightarrow 56 + j8\,\text{mS}$ ($150\Omega \Rightarrow 17.5 - j2.5\Omega$). Si tratta di una rete in discesa, usiamo quindi il passaggio da circuito RC parallelo a serie:

$$Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{\text{Re}(1/y_{Sv})} - 1} = \sqrt{\frac{150}{17.5} - 1} = 2.75, \quad C_P = \frac{Q_P}{\omega R_P} = 29.2\,\text{pF}, \quad C_S = \frac{1 + Q_P^{\ 2}}{Q_P^{\ 2}} C_P = 33\,\text{pF}$$

La reattanza del condensatore C_S vale –48.2 Ω. Per arrivare a –2.5 Ω, occorre mettere in serie una reattanza pari a

$$X_L = -2.5 - (-48.2)\Omega = 45.7\Omega,$$

ovvero un'induttanza pari a 72.8 nH. Per evitare che una corrente continua finisca sul generatore (alterando il puntodi riposo di Q1) è inoltre necessario aggiungere in serie a questo un condensatore di blocco che presenti alla frequenza di 100MHz un'impedenza trascurabile.

Rete M2: deve effettuare la trasformazione di ammettenza $1/R_L \Rightarrow y_{ob}^{*}$, cioè $20\,\text{mS} \Rightarrow 0.1 - j0.7\,\text{mS}$. Si tratta di una rete in salita, usiamo quindi il passaggio da circuito RC serie a parallelo:

$$Q_S = \sqrt{\frac{10000}{50} - 1} = 14.1, \quad C_S = \frac{1}{\omega Q_S R_S} = 2.26\,\text{pF}, \quad C_S \cong C_P$$

La suscettanza del condensatore C_P vale 1.417 mS. Per arrivare a –0.7 mS, occorre mettere in parallelo una suscettanza pari a

$$B_L = -0.7 - 1.42\,\text{mS} = -2.12\,\text{mS},$$

ovvero un'induttanza pari a 750 nH. In continua, per evitare che questa induttanza cortocircuiti il collettore verso massa, occorre porre in serie un condensatore di blocco che abbia impedenza trascurabile alla frequenza di 100MHz.

La corrente sul carico può essere ricavata dall'espressione del guadagno di trasduttore, che (dalla formula) vale circa 143.6. Poiché

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AS}} = \frac{\dfrac{R_L I_L^{\,2}}{2}}{\dfrac{V_S^{\,2}}{8R_S}}$$

sostituendo, si ricava $\boldsymbol{I_L}$ **= 69.2 μA**.

c) Poiché il transistore è incondizionatamente stabile alla frequenza data, il circuito sarà stabile (a quella frequenza) per qualsiasi coppia di terminazioni passive, e quindi comunque si modifichino M1 ed M2 non sarà possibile ottenere un oscillatore.

Esercizio B: Soluzione.

Poiché il quadripolo è simmetrico, $S_{11} = S_{22}$ e $S_{12} = S_{21}$. S_{11} può essere calcolato immediatamente, notando che è uguale al coefficiente di riflessione sulla terminazione di ingresso quando quella di uscita è adattata (chiusa su 50 Ω).
All'ingresso del secondo spezzone di linea, verso destra, si vede una impedenza Z_B = 50 Ω (la linea è adattata). A monte del condensatore, verso destra, si vede un'impedenza $Z_A = 50 - j/\omega C$ Ω $= 50 - j\ 160$ Ω.
Alla frequenza di lavoro, e con $\varepsilon_r = 1$, 15 cm corrispondono a $\lambda/2$, e quindi il primo spezzone di linea (così come il secondo) non altera Γ (e quindi l'impedenza vista). In definitiva:

$$S_{11} = (\Gamma_{in})_{a_2=0} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{50 - j160 - 50}{50 - j160 + 50} = 0.72 + j0.45 = S_{22}\,.$$

Per S_{21} si può procedere in questo modo:

$$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1}\right)_{a_2=0} = \frac{\dfrac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}}{\dfrac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}} = \frac{2V_2}{V_1\left(1 + \dfrac{Z_0}{Z_{in}}\right)} \qquad (*)$$

Considerando il quadripolo come la cascata di tre quadripoli, e dette V_B e V_A sono le tensioni a valle ed a monte del condensatore, rispettivamente, si può esprimere il rapporto di tensioni nella (*) come:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_B} \cdot \frac{V_B}{V_A} \cdot \frac{V_A}{V_1} = (-1) \cdot \frac{V_B}{V_A} \cdot (-1) = (-1) \cdot \frac{50}{50 - j160} \cdot (-1) = 0.089 + j0.285$$

dove il valore –1 per i due spezzoni di linea discende direttamente dal fatto che le linee sono lunghe proprio $\lambda/2$. Ad esempio, scrivendo l'equazione dei telegrafisti per il secondo spezzone si vede che:

$$V_B = V_2^+ e^{j\pi} + V_2^- e^{-j\pi} = -V_2^+ - V_2^- = -V_2^+(1 + \Gamma_2) = -V_2^+$$

ed analogamente per il primo spezzone. Sostituendo i valori numerici nella (*) si ottiene infine:

$$S_{21} = 2 \cdot (0.089 + j0.285) \cdot \left(1 + \frac{50}{50 - j160}\right) = 0.032 + j0.671 = S_{12}\,.$$