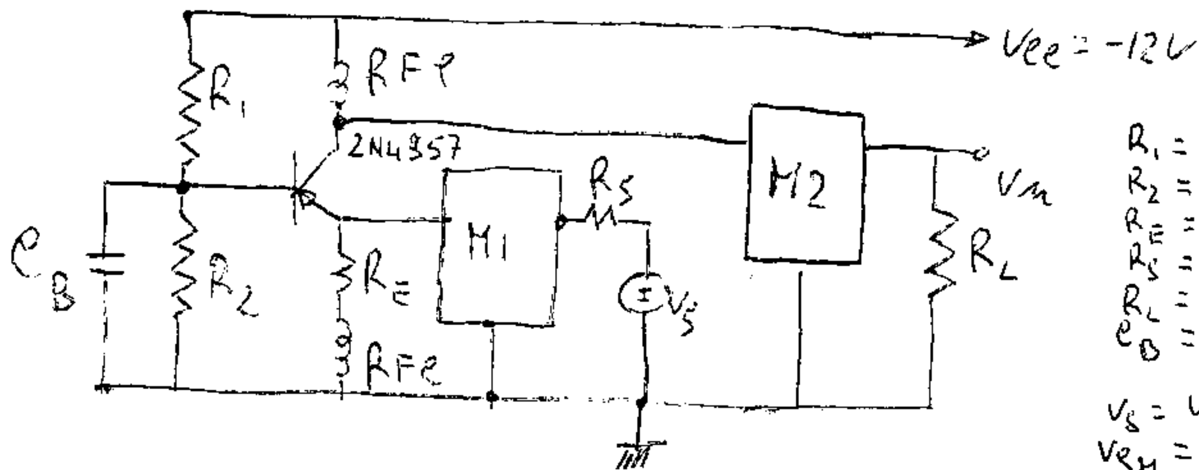
COMPITO DI ELETTRONICA DELLE TELECOMUNICAZIONI DEL 20-9-2000

Esercizio.A.

Con riferimento all'amplificatore in figura:



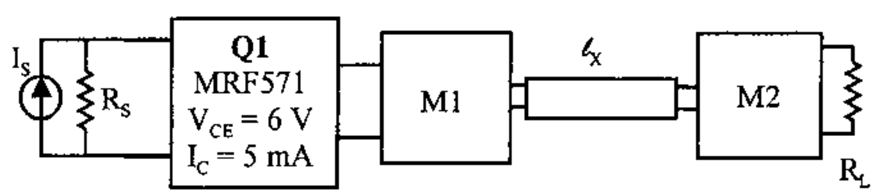
$R_1 = 4.65\ k\Omega$
$R_2 = 1.35\ k\Omega$
$R_E = 1\ k\Omega$
$R_S = 50\ \Omega$
$R_L = 50\ \Omega$
$C_B = 1\ nF$

$V_S = V_{SM} \cos 2\pi f_0 t$
$V_{SM} = 1\ mV$
$f_0 = 70\ MHz$

1) Progettare le reti di adattamento M1 e M2 in modo che la potenza sul carico R_L risulti massima;
2) calcolare, in queste condizioni, il valore massimo istantaneo della corrente di collettore;
3) calcolare la potenza erogata dalla batteria.
Si consideri che: y_{RB}=-0.07j mS, y_{OB}=0.1 + 0.5j mS

Esercizio B.

Con riferimento alla figura seguente:



R_S=100 Ω

I_S=400 μA (ampiezza), 1 GHz

l_X è una linea di lunghezza imprecisata e di impedenza caratteristica 100 Ω, M1 e M2 sono reti di adattamento passive non dissipative realizzate a parametri distribuiti. R_L vale 50 Ω

1) Determinare la cifra di rumore del quadripolo costituito dalla cascata di Q1, M1, la linea l_X e la rete M2.

2) Calcolare la potenza P_{IN} entrante nell'amplificatore quando M1 e M2 vengono progettate in modo da avere la massima potenza sul carico.

3) Dimensionare M2 in modo che la lunghezza della linea l_X non influenzi la potenza sul carico e successivamente la rete M1 in modo tale che, con la M2 trovata, massimizzi la potenza sul carico R_L.

Esercizio A

Punto di riposo.

Supponendo pesante il partitore di base, si ottiene

$V_B = V_{ee} \frac{R_2}{R_1+R_2} = -2.7\ V$

$I_E = \frac{V_B + V_\gamma}{R_E} = -2\ mA$

$V_{CE} = -10\ V$ verifica partitore pesante

$I_{B_{MAX}} = \frac{2}{h_{FEMIN}} = 100\,\mu A \ll I_1 = \frac{V_{ee}}{R_1+R_2} = 2\ mA$

Si ricavano i parametri y a base comune dalle caratteristiche

$Y_{IB} = 57 - 7j\ mS$

$Y_{FB} = -57 + 7j\ mS$

$Y_{OB} = 0.1 + 0.5j\ mS$

$Y_{RB} = -0.07j\ mS$

$Y_{RB}Y_{FB} = 0.49 + 3.99j\ (mS)^2$

Si calcola il fattore di Linvill

$$C = \frac{|Y_{RB}Y_{FB}|}{2g_ig_o - Re\{Y_{RB}Y_{FB}\}} = 0.375$$

Poiché $C < 1$ il quadripolo è incondizionatamente stabile, pertanto si realizza il massimo guadagno di trasduttore in condizioni di adattamento complesso coniugato in ingresso e in uscita.

Le terminazioni ottime sono fornite dalle seguenti espressioni:

12

$$G_{SOPT} = \frac{\sqrt{(2g_i g_o - Re\{y_R y_F\})^2 - |y_R y_F|^2}}{2g_o} = 50.7 \text{ mS}$$

$$B_{SOPT} = -b_i + \frac{Im\{y_R y_F\}}{2g_o} = 26.8 \text{ mS}$$

$$G_{LOPT} = G_{SOPT}\frac{g_o}{g_i} = 0.088 \text{ mS}$$

$$B_{LOPT} = -b_o + \frac{Im\{y_R y_F\}}{2g_i} = -0.46 \text{ mS}$$

In corrispondenza si ottiene

$$G_{TMAX} = \frac{|y_F|^2}{2g_i g_o - Re\{y_R y_F\} + [(2g_i g_o - Re\{y_R y_F\})^2 - |y_R y_F|^2]^{1/2}} = 156$$

Per il calcolo è stata usata la configurazione a base comune e ciò può essere facilmente giustificato se si osserva che:

① $1/\omega_0 C_B = 2.2\ \Omega$
e, pertanto, la base è praticamente a massa

② le due RFC fanno sì che il collettore vede come unico carico M2, mentre il ramo R_E può essere considerato un circuito aperto alla radiofrequenza

La potenza disponibile di ingresso è

$$P_{AIN} = \frac{V_{S1}^2}{400} = 2.5 \text{ mW}$$

La potenza di uscita è $P_L = P_{AIN} \cdot G_{TMAX} = 0.39\ \mu W$

L'ammettenza vista dal collettore è

$$Y_{CV} = 0.088 - 0.46j \text{ mS}$$

Poiché M2 è privo di perdite P_L è anche la potenza entrante in M2, ovvero

$$P_L = \frac{I_{cn}^2}{2} Re\left\{\frac{1}{Y_{CV}}\right\}$$

dove I_{cn} è l'ampiezza della componente sinusoidale della corrente di collettore

$R_E\{1/Y_{LV}\} = 405\ \Omega$

Pertanto $\quad I_{CM} = 0.0438\ mA$

Il valore massimo istantaneo (in modulo) vale

$$I_{CTMAX} = 2.0438\ mA$$

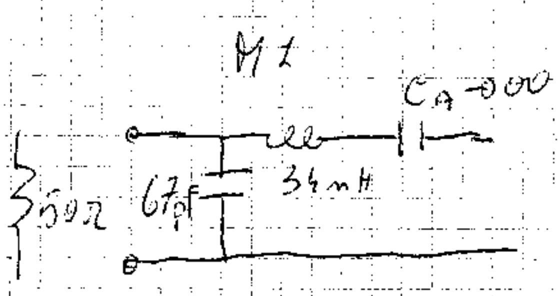
Per il calcolo della potenza erogata dalla batteria, basta osservare che, a causa della RFC, essa eroga una corrente costante pari a quella di riposo, pertanto

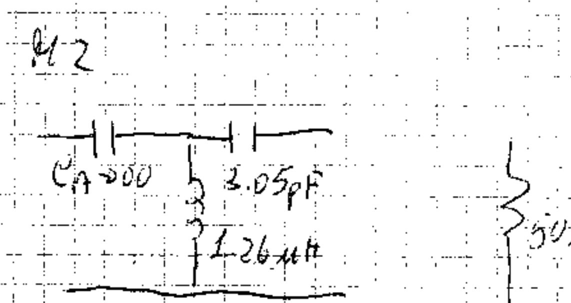
$$P_{BATTERIA} = 12V \cdot 4mA = 48\ mW$$

dove $4\ mA = |I_1| + |I_C|$

Si può quindi procedere con le tecniche note al progetto delle reti di adattamento ricordando di aggiungere, se necessario, i condensatori di disaccoppiamento onde evitare di perturbare il punto di riposo.

Omettendo i passaggi intermedi [da riportare, comunque, sul compito], si ottiene





Es. B)

4

Parametri S del quadrupolo Q_1 estratti dalle caratteristiche:

$$S_{11} = 0.61 \angle 178° \qquad S_{12} = 0.09 \angle 37°$$

$$S_{21} = 3 \angle 78 \qquad S_{22} = 0.28 \angle -69°$$

Valutiamo inoltre $\Gamma_{SV} = \dfrac{R_S - R_0}{R_S + R_0} = \dfrac{1}{3}$

Sempre dalle caratt. ricaviamo i parametri relativi al rumore del quadrupolo Q_1:

$\Gamma_0 = 0.48 \angle 134°$

$R_n = 7.5\,\Omega \Rightarrow r_n = \dfrac{R_n}{R_0} = 0.15 \qquad F_{min} = 1.5\,dB$

ovvero $F_{min} = 1.41$

La cifra di rumore della cascata di quadripoli coincide con la cifra di rumore del primo quadripolo, poiché gli altri non sono rumorosi (essendo passivi e non dissipativi)

Applicando la formula:

$$F = F_{min} + \frac{4 r_n |\Gamma_S - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)\,|1 + \Gamma_0|^2} = 2.085 \quad (3.2\,dB)$$

$\Gamma_S - \Gamma_0 = \Rightarrow 0.75 \angle -27.3$

$1 + \Gamma_0 = 0.75 \angle 27.4°$

quesito 2)

Siccome le due reti sono passive e non dissipative, come pure la linea ℓ_x, è sempre possibile fare un adattamento coniugato in uscita all'amplificatore e massimizzare la potenza sul carico. Dalle caratteristiche (PAG. 2-759) si osserva che a 1 GHz il quadripolo Q_1 è incond. stabile dato che i cerchi di stabilità non intersecano il cerchio di S.

Pertanto si può effettuare l'adatt. coniugato senza problemi di instabilità.

In tali condizioni la potenza erogata da Q_1 coincide con la sua potenza disponibile in uscita (P_{AOUT}). Questa è la stessa che va sul carico dato che M_1 M_2 e ℓ_x sono non dissipative.

Dunque $P_{OUT_{MAX}} = P_{AOUT} = G_A \cdot P_{AIN}$

$$P_{AIN} = \frac{I_S^2 R}{8} = 2\,\mu W$$

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1}{1-|\Gamma_{OUT}|^2} = 5.53 \; (7,6\,dB$$

con $$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} = 0.2 \angle -70$$

(6)

- La potenza P_{in} sarà data da

$$\frac{P_{OUT}}{G_P} = \frac{P_{AIN} \cdot G_A}{G_P}$$

$$G_P = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_e|^2}{|1-S_{22}\Gamma_e|^2} \quad \text{con } \Gamma_e = \Gamma_{OUT}^*$$

Γ_{in} è calcolato con $\Gamma_e = \Gamma_{OUT}^*$

per cui

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{OUT}^*}{1 - S_{22}\Gamma_{OUT}^*} =$$

$$= 0.667 \angle 178.6$$

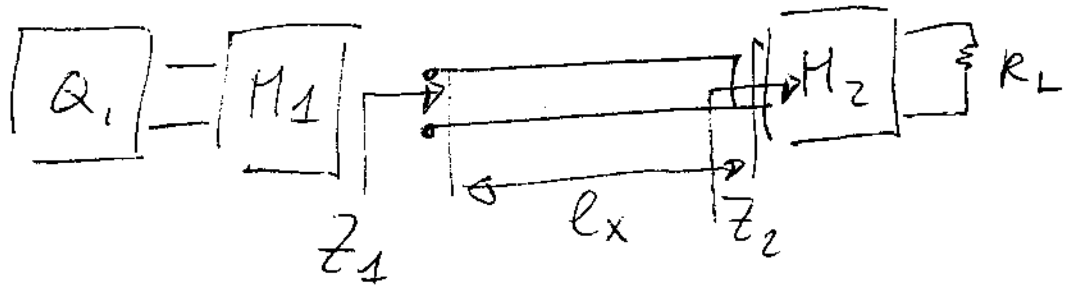
$$\Rightarrow G_P = 17.47$$

pertanto: $P_{in} = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 5.53}{17.47} = 0.63 \, \mu W$

Quesito 3

Affinché ℓ_x non influenzi la potenza sul carico è necessario che ℓ_x non influenzi il G_T. ~~e~~ Siccome in genere, variando ℓ_x si varia l'impedenza vista sull'uscita di M_1, verrà anche modificata Γ_{LV} e quindi la potenza sul carico

Per far sì che ciò non accada occorre che M1 veda in uscita sempre la stessa impedenza. (7)



Z_1 = impedenza vista in uscita da M_1.

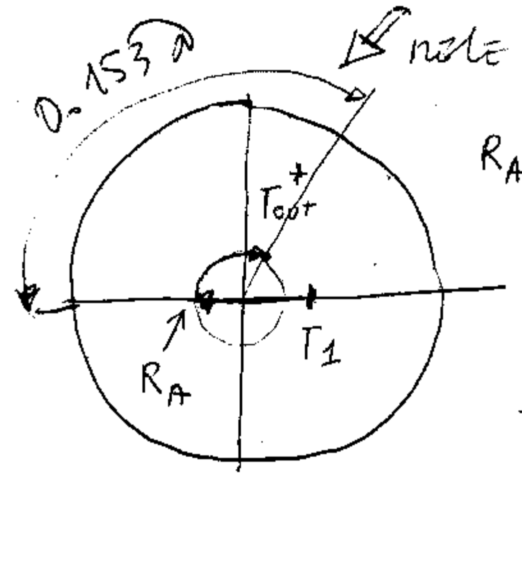
Z_2 = impedenza vista in ingresso a M_2

Ma questo può accadere se e solo se Z_2 è = alla Z_{0x} = impedenza caratt. della linea $l_x = 100\,\Omega$

Pertanto M_2 dovrà trasformare R_L in $Z_2 = Z_{0x} = 100\,\Omega$

Sarà quindi soltanto un trasf. a $\lambda/4$ di imp. caratteristica $R_{01} = \sqrt{R_L \cdot Z_2} = 70.7\,\Omega$

A questo punto M_1 dovrà trasformare $Z_1 = 100\,\Omega$ in Γ^*_{out} per massimizzare la P_{out}. A Z_1 è associato un coeff. di riflessione $\Gamma_1 = \dfrac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} = \dfrac{1}{3}$



$R_A = 0.65 \cdot 50 = 32.5$ $\qquad R_{02} = \sqrt{R_A \cdot Z_1} = 57\,\Omega$