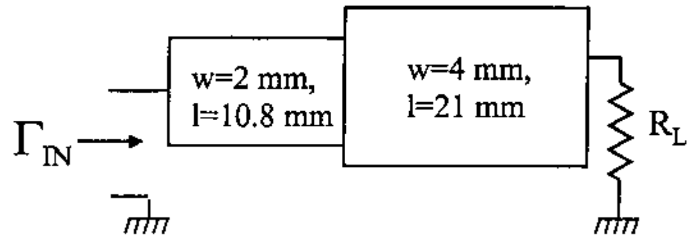
COMPITO DI ELETTRONICA DELLE TELECOMUNICAZIONI DEL 12-1-2001

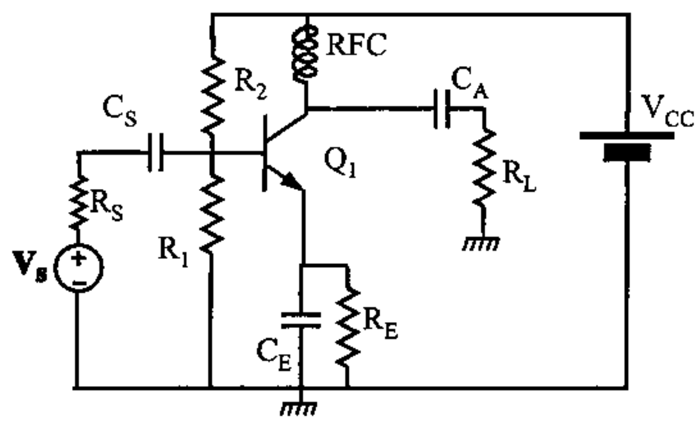
Esercizio.A.

Con riferimento alla rete a microstrisce mostrata in figura, determinare il coefficiente di riflessione riferito a 50 Ω che si vede in ingresso alla porta 1 alla frequenza di 2 GHz. Si consideri h=1 mm e ε_R =4 per entrambe le linee che compongono la rete. Inoltre R_L=90 Ω.



Esercizio B

Con riferimento all'amplificatore in figura:



QI: MRF959T1	C_E=10 nF
V_{CC}=4.5 V	C_S=10 nF
R_E=500 Ω	C_A=10 nF
R_2=4.6 kΩ	RFC=500 nH
R_1=4.4 kΩ	
R_S=100 Ω	
R_L=250 Ω	

Sorgente: sinusoidale a frequenza 2 GHz e ampiezza (valore massimo) Vs=40 mV.

1) Calcolare l'ampiezza della tensione in uscita (sulla resistenza R_L).
2) Progettare una rete a microstrisce (h=1mm, ε_R=4) da interporre tra la sorgente e l'ingresso dell'amplificatore in modo tale da avere la massima tensione in uscita (lasciando inalterata la configurazione in uscita).
3) Calcolare il rapporto segnale/rumore in uscita su una banda di 1 MHz, nella configurazione progettata al punto 2 del presente esercizio.

Esercizio C

Utilizzando il transistore bipolare 2N4957 alla frequenza di 900 MHz:
1) Dire, giustificando la risposta, qual'è il numero minimo di stadi a emettitore comune necessario per ottenere un amplificatore con un G_T totale pari a 20 dB;
2)Progettare un amplificatore con due stadi a emettitore comune con il massimo G_T totale considerndo che l'impedenza di sorgente e di carico siano entrambe reali e valgano 50 Ω.

Esercizio A

Indichiamo con "linea 1"la linea più vicina al carico R_L e con line 2 la linea più vicina all'ingresso. Dalle caratteristiche delle linee a microstriscia si ottiene per la prima linea:

$\frac{w_1}{h} = 4 \Rightarrow R_{01} = 30\ \Omega$ e per la seconda: $\frac{w_2}{h} = 2 \Rightarrow R_{01} = 50\ \Omega$.

Per quanto riguarda le lunghezze, osserviamo che, indicando con c la velocità della luce (3×10^8 m) e con f la frequenza (2 GHz):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = 150\ \text{mm.} \Rightarrow \lambda_{\text{TEM}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = 75\ \text{mm}.$$

Dal valori di λ_{TEM} e dai relativi coefficienti di $\lambda/\lambda_{\text{TEM}}$ che si ricavano dalle caratteristiche si trovano i valori di lunghezza d'onda per le due linee:

Linea 1: $\frac{\lambda}{\lambda_{\text{TEM}}} = 1.12 \Rightarrow \lambda_1 = 84$ mm Linea 2: $\frac{\lambda}{\lambda_{\text{TEM}}} = 1.15 \Rightarrow \lambda_2 = 86.25$ mm

Pertanto la linea 1 risulta lunga 0.25 λ_1 (ovvero $\lambda/4$) mentre la linea 2 è lunga 0.125 λ (ovvero $\lambda/8$).

Per calcolare il valore di Γ_{IN} si calcola inizialmente il valore di resistenza che si vede "guardando" il carico attraverso la linea 1. Essendo la linea 1 un $\lambda/4$ si vede una resistenza pari a:

$R_A = \frac{R_{01}^2}{R_L} = 10\,\Omega$. A questa corrisponde un valore di coefficiente di riflessione (riferito a R_0 =50)

pari a: $\Gamma_A = \frac{R_A - R_0}{R_A + R_0} = 0.666\angle 180^\circ$ Il secondo tratto di linea, essendo a impedenza caratteristica pari a 50 W, varia solo la fase del coefficiente di riflessione. In particolare, essendo un $\lambda/8$ ruota sulla carta di Smith di 90° in senso orario. **<u>Si trova quindi infine</u>**: $\Gamma_{IN} = 0.666\angle 90^\circ$

Esercizio B

Punto 1) Si calcola il punto di riposo facendo l'ipotesi del paritore pesante>

$$V_B = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = 2.2\ \text{V};\quad V_E = V_B - 0.7 = 1.5\ \text{V};\ I_C = \frac{V_E}{R_E} = 3\ \text{mA}.\ V_{CE} = V_{CC} - V_E = 3\ \text{V}.$$

Si verifica il partitore pesante controllando che effettivamente la corrente del partitore I_R soddisfi la condizione:

$$I_R = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} > 10 I_B = 10 \frac{I_C}{\beta_{\text{MIN}}}$$

Inoltre si verifica che tutti i condensatori possono essere considerati cortocircuiti e che l'impedenza dell'induttanza L_{RFC} sia molto più grande di R_L verificando le condizioni:

$$\frac{1}{\omega C_S} << R_S\ ;\ \frac{1}{\omega C_A} << R_L\ ;\ \frac{1}{\omega C_A} << 0.1\,\Omega \quad \omega L_{RFC} >> R_L$$

Nel punto di riposo trovato si ricavano dalle caratteristiche i seguenti parametri S:

$S_{11} = 0.561\angle 173^\circ$; $S_{21} = 1.77\angle 58^\circ$ $S_{12} = 0.131\angle 50^\circ$ $S_{22} = 0.411\angle -61^\circ$

L'ampiezza della tensione di uscita V_{UM} si ottiene calcolando prima la potenza sul carico e poi considerando che: $V_{UM} = \sqrt{2 R_L P_L}$. Ma $P_L = P_{AIN} G_T$ e $P_{AIN} = \frac{V_S^2}{8 R_S} = 2\mu\text{W}$. Il G_T si ottiene usando l'espressione:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 1.35 \quad \text{con}\quad \Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = 0.613\angle 156^\circ$$

Si ottiene quindi la potenza di uscita P_L=2.7 μW e l'ampiezza della tensione di uscita: V_{UM}=36.7 mV.

Punto 2) Dato che non posso modificare la terminazione di uscita, il G_P (guadagno operativo di potenza) risulterà fissato. Poichè risulta: $P_L=G_P P_{IN}$, per massimizzare P_L (e quindi V_{UM}) basterà massimizzare P_{IN}. La P_{IN} sarà massima e pari alla P_{AIN} della sorgente quando ho accoppiamento complesso coniugato in ingresso. Occorre quindi progettare una rete M1 che facccia sì che la Γ_{SV} sia pari a $(\Gamma_{IN})^*$. Si noti che per poter fare questa operazione occorre verificare che il Γ_{SV} richiesto non sia all'interno della zona di instabilità di ingresso.Nel nostro caso il problema non si pone in quanto il quadripolo è incondizionatamente stabile come si può verificare calcolando il k e il Δ:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} = 0.0162\angle -155.4^\circ \quad \Rightarrow |\Delta| < 1 \quad \text{e } k = \frac{1+|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}S_{12}|} = 1.114 > 1$$

Per passare da $\Gamma_S = \dfrac{R_S - R_0}{R_S + R_0} = \dfrac{1}{3}$ a $\Gamma_{SV} = (\Gamma_{IN})^* = 0.613\angle -156^\circ$ si procede, come mostrato sulla carta di Smith con un primo trasformatore a λ/4 da R_S a R_A=12 Ω, poi si ruota in senso orario fino a Γ_{SV} con una linea a 50 Ω di lunghezza 0.466 λ. Il trasformatore a λ/4 ha invece resistenza caratteristica $R_{01}=\sqrt{R_A R_S}$ =34.6 Ω.

Passando alle microstrisce si osserva che la frequenza è la stessa che per l'esercizio A (e quindi anche λ_{TEM}) e pure le impedenze caratteristiche sono simili (35 W è quasi indistinguibile da 30 sulla scala delle caratteristiche). Per cui possiamo estrarre i seguenti parametri:

$$\text{Per la linea a } R_0 = 50\,\Omega \Rightarrow \frac{w}{h} = 2 \Rightarrow w = 2\text{ mm}, \lambda = 86.25\text{ mm} \quad l \cong 40\text{ mm}$$

$$\text{Per il } \lambda/4 \text{ si ha}: R_{01} = 34.6\ \Omega \cong 30\,\Omega \Rightarrow w = 4\text{ mm}, \lambda \cong 84\text{ mm} \quad l = 21\text{ mm}$$

Punto 3) Il rapporto segnale-rumore in uscita risulta per defininione pari a:

$$S/N = \frac{\text{potenza del segnale sul carico}}{\text{potenza del rumore sul carico}} = \frac{G_T P_{AIN}}{G_T \cdot kT \cdot F \cdot B} = \frac{P_{AIN}}{kT \cdot F \cdot B}$$

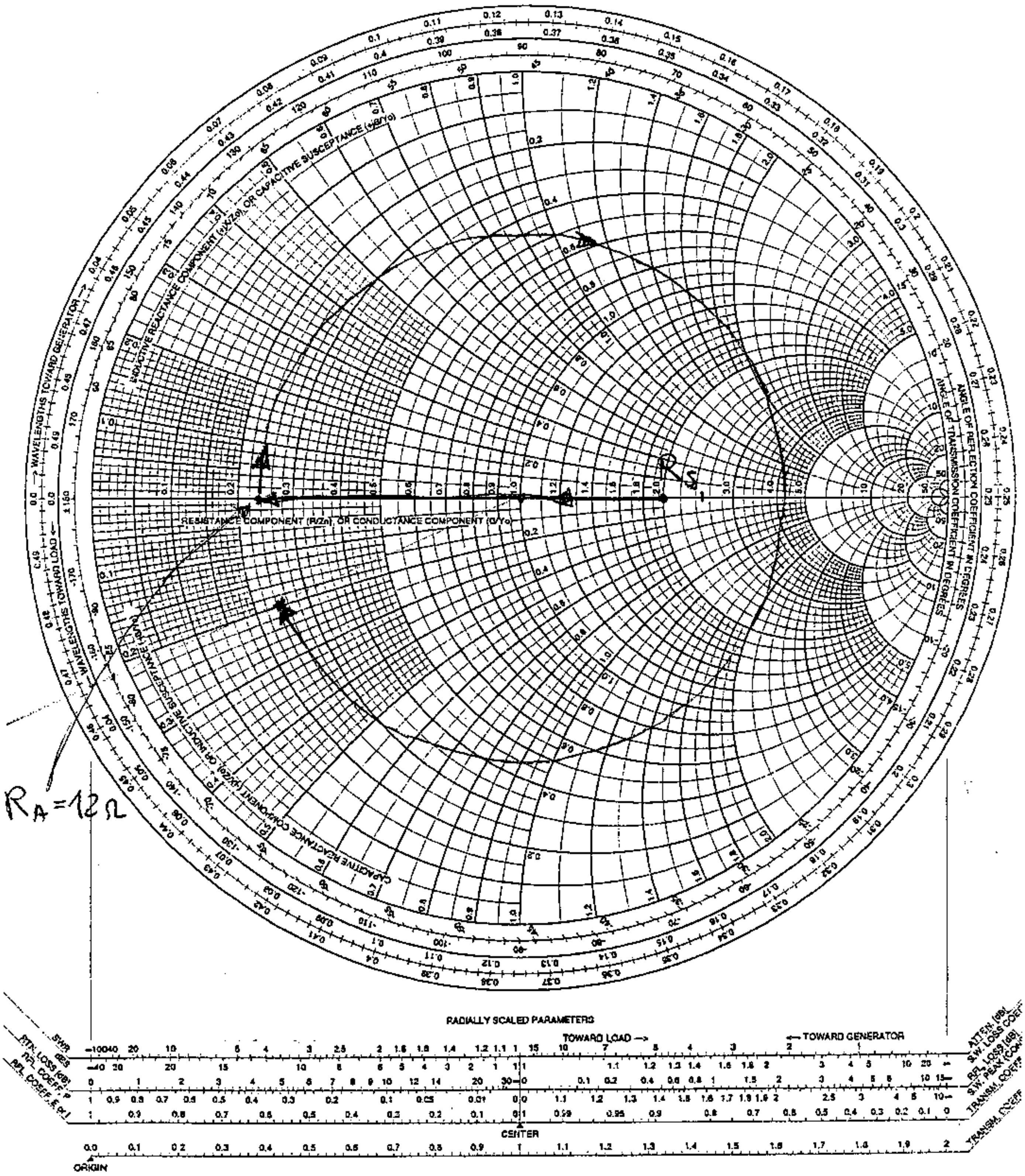
dove P_{AIN} è la potenza disponibile della sorgente del segnale, kT (pari a 4.16×10^{-21} W/Hz a temperatura ambiente, ovvero 300 K)è la densità di potenza disponibile di rumore termico associato alla resistenza della sorgente, B è la banda sulla quale è richiesta la valutazione del rapporo S/N (1 MHz), F è la cifra di rumore. Tutti i termini sono noti tranne la cifra di rumore che può essere calcolata a partire dai parametri di rumore del circuito e dal Γ_{SV} mediante la formula:

$$F = F_{MIN} + 4r_N \frac{|\Gamma_{SV} - \Gamma_0|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)|1+\Gamma_0|^2}$$

. Usando i parametri di rumore corrispondenti al nostro punto di riposo ($\Gamma_0 = 0.53\angle 172^\circ$, $r_N = 0.08$, $F_{MIN} = 1.55$ (1.92 dB) si ottiene una cifra di rumore di 1.78. Sostituendo questo valore nella formula del rapporto S/N si ottiene: S/N=2.70×10^8=84.3 dB.

compito 12_1_2001

Es. B



[e] $f_0 = 900$ MHz

(1) si osserva dalle caratteristiche che il transistore in configurazione CE è incondizionatamente stabile.
Pertanto $G_{AMAX} = G_{TMAX} = G_{PMAX}$

I parametri Y sono:

$$Y_{IE} = 20 + 12j \text{ mS} \qquad Y_{OE} = 0.4 + 7j \text{ mS}$$

$$Y_{FE} = 7 - 42j \text{ mS} \qquad Y_{RE} = -2j \text{ mS}$$

$$Y_{RE}Y_{FE} = -84 - 14j \ (\text{mS})^2$$

Le terminazioni che massimizzano il G_T sono

$$G_{SOPT} = \frac{\sqrt{[2g_i g_o - R_E\{Y_R Y_F\}]^2 - |Y_R Y_F|^2}}{2g_o} = 65 \text{ mS}$$

$$B_{SOPT} = -b_i + \frac{I_m\{Y_R Y_F\}}{2g_o} = -37.5 \text{ mS}$$

$$G_{LOPT} = G_{SOPT}\frac{g_o}{g_i} = 1.3 \text{ mS}$$

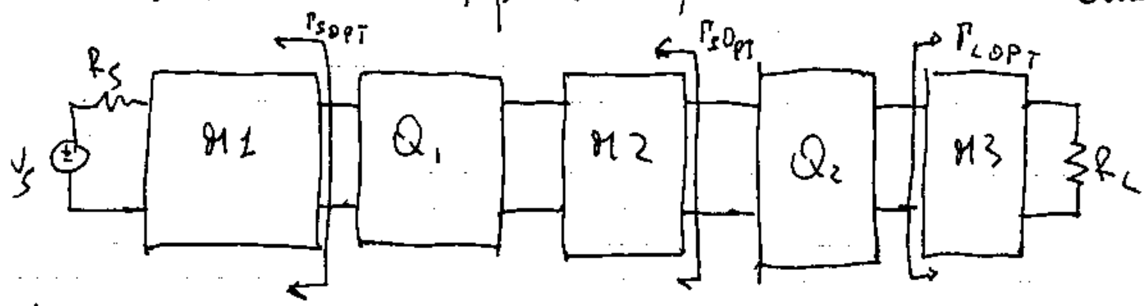
$$B_{LOPT} = -b_o + \frac{I_m\{Y_R Y_F\}}{2g_i} = -7.35 \text{ mS}$$

In corrispondenza si ottiene

$$G_{TMAX} = \frac{4\, G_{SOPT}\, G_{LOPT}\, |Y_F|^2}{|(Y_{SOPT} + Y_I)(Y_O + Y_{LOPT}) - Y_R Y_F|^2} = 11.8 \quad [10.7 dB]$$

Poiché $G_{TTOT} = G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \ldots \cdot G_{TN}$
e il valore massimo di G_{Ai} e G_{TN} è pari a 11.8 [10.7 dB]
si conclude che sono necessari almeno 2 stadi per ottenere il G_{TTOT} richiesto.

② Per ottenere il massimo valore del $G_{T\,TOT}$ bisogna far lavorare i due stadi in condizioni di terminazioni ottime. Sono necessarie, pertanto, 3 reti di adattamento



M_2 deve, contemporaneamente "far vedere" l'impedenza ottima di uscita a Q_1 e di ingresso a Q_2. Affinché ciò si verifichi, è sufficiente progettare M1 in modo da realizzare una qualunque di queste due condizioni: l'altra sarà automaticamente verificata. Infatti, per le note proprietà delle reti di adattamento, se si realizza l'adattamento complesso coniugato in uscita, lo si realizza anche in ingresso. Poiché le impedenze ottime sono anche quelle in corrispondenza delle quali si ottiene l'adattamento complesso coniugato in ingresso e in uscita, ecco che l'affermazione fatta precedentemente, risulta dimostrata.

Si calcola $Y_{OUT1} = Y_O - \dfrac{Y_R Y_F}{Y_I + Y_S} = 1.26 + 7.23j$ mS

dove $Y_S = Y_{SOPT}$ In realtà non sarebbe necessario il calcolo di Y_{OUT1}, infatti dovrà risultare $Y_{OUT1} = Y^*_{LOPT}$

Poiché anche Q_2 vede in ingresso Y_{SOPT}, allora

$Y_{OUT2} = Y_{OUT1}$

Pertanto:

M1 trasforma 50 Ω in Y_{SOPT}

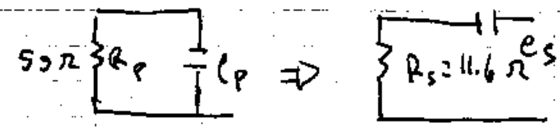
M2 trasforma Y_{OUT1} in Y_{SOPT} e M3 trasforma 50 Ω in Y^*_{OUT1}

Progetto di M1 : trasforma Z_S in $Z_{SOPT} = \frac{1}{Y_{SOPT}} = 11.6 + 6.6j\,\Omega$

$\frac{1}{G_1} = 50\,\Omega > \frac{1}{G_2} = 15.38\,\Omega$

3

trasformazione in discesa [parallelo serie

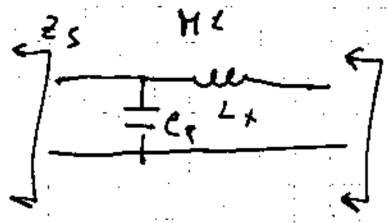


$Q_P = \sqrt{\frac{R_P - R_S}{R_S}} = 1.82 = \omega_0 R_P C_P$

$C_P = 6.4\,pF$ $\quad C_S = C_P \frac{1+Q_P^2}{Q_P^2} = 8.3\,pF$

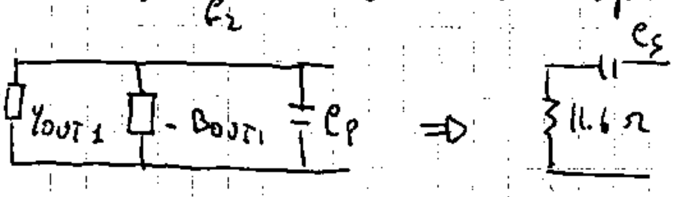
$X_S = -\frac{1}{\omega_0 C_S} = -15.6\,\Omega$; $X_x + X_S = 6.6\,\Omega \Rightarrow X_x = 22.2 = \omega_0 L_x$

$L_x = 4\,nH$



Progetto di M2 : trasforma $Y_{OUT1} = 1.3 + 7.35j$ in $Y_{SOPT} = 65 - 37.5j$

$\frac{1}{G_1} = 769\,\Omega > \frac{1}{G_2} = 15.38\,\Omega \Rightarrow$ trasformazione in discesa [parallelo serie]



$Q_P = 7 \quad C_P = 1.6\,pF$

$C_S \simeq C_P$

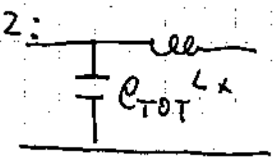
$Z_{SOPT} = 11.6 + 6.6j\,\Omega$ $\quad X_S = -\frac{1}{\omega_0 C_S} = -104\,\Omega$

$X_x + X_S = 6.6 \Rightarrow L_x = \frac{110.6}{\omega_0} = 18.4\,nH$

$B_P = \omega_0 C_P = 9\,mS$ $\quad B_P - B_{OUT1} = 1.65\,mS = \omega_0 C_{TOT}$

$C_{TOT} = 0.3\,pF$

M2:



Progetto di M3 : trasforma Z_L in Y_{LOPT}

$\frac{1}{G_1} = Z_L = 50\,\Omega$ $\quad \frac{1}{G_2} = 760\,\Omega$: trasf. in salita [serie parallelo]

$C_S = \frac{1}{Q_S \omega_0 R_S}$ $\quad Q_S = \sqrt{\frac{760-50}{50}} = 3.8 \Rightarrow C_S = 0.9\,pF$

$C_P = C_S \frac{Q_S^2}{1+Q_S^2} = 0.86\,pF$ $\quad \omega_0 C_P = B_P = 4.8\,mS$

$B_x + B_P = -7.35\,mS \Rightarrow B_x = -\frac{1}{\omega_0 L_x} = -12.15\,mS \Rightarrow L_x = 14.5\,nH$

Per le reti di polarizzazione vedi soluzioni di compiti d'esame precedenti