SOLUZIONI

1) La corrente I_{D1} nel mos M_1 è:

$$I_{D1}=\frac{\beta_1}{2}(V_{GS1}-V_{TH})^2$$

dove $V_{i0}=V_{GS1}+I_{D1}\cdot R_s-V_{SS}$ in quanto tutta la corrente di M_1 scorre sulla resistenza R_s. Ricavando V_{GS1} dalla seconda equazione e sostituendola nella prima, si ottiene:

$$I_{D1}=\frac{\beta_1}{2}(V_{i0}-I_{D1}\cdot R_s+V_{SS})^2 \quad \text{con} \quad \beta_1=\left(\frac{w}{L}\right)_1\cdot(\mu_n C_{ox})$$

da cui si ricava facilmente l'unica incognita rimasta R_s = 3.146 KΩ.

Si ricava poi V_{GS2} di M_2:

$V_{GS2}=R_S\cdot I_{D1}$ = 1.573 V

La corrente I_{D2} su M_2 è:

$I_{D2}=\frac{\beta_2}{2}(V_{GS2}-V_{TH})^2$ = 1.63 mA

e quindi $V_{u0}=V_{DD}-R_D I_{D2}$ = 0.86 V

2) La corrente I_{D4} dello specchio è:

$$I_{D4}=\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{w}{L}\right)_4 \mu_n C_{ox}\cdot(V_{GS4}-V_{TH})^2$$

che può anche essere ricavata come:

$$I_{D4}=\frac{(V_{DD}+V_{SS}-V_{GS4})}{R}$$

Uguagliando le due equazioni si ottiene un'equazione di secondo grado in V_{GS4}, che numericamente ha la forma:

$3.2\cdot 10^{-3}\cdot V_{GS4}^2-6.3\cdot 10^{-3}\cdot V_{GS4}+2.85\cdot 10^{-3}=0$

da cui si ottengono due soluzioni:

$V_{GS4,0}$ = 1.26 V e $V_{GS4,1}$ = 0.70 V

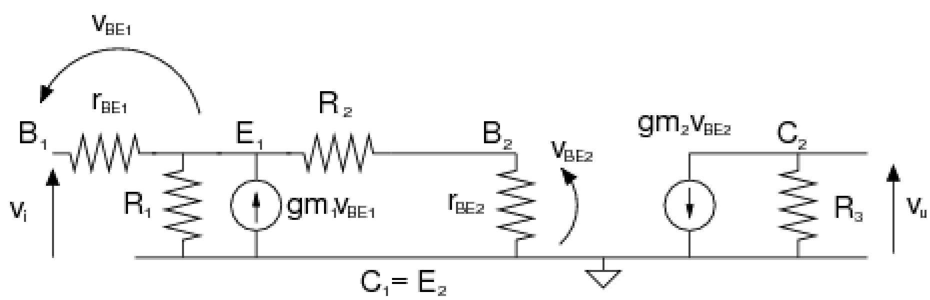
e ovviamente si prende la prima.

Si possono calcolare poi I_{D4} = 216 μA e I_{D3}= 108 μA di conseguenza.

La potenza dissipata in continua è:

$P_D=(I_{D3}+I_{D4})(V_{DD}+V_{SS})$ = $(216 + 108)\cdot 10^{-6}\cdot 3.5$ = 1.13 mW

3) Bisogna risolvere il seguente circuito ai piccoli segnali:



$$v_u = -gm_2 v_{BE2} R_3$$

La corrente sulla resistenza R1 vale: $i_{R1} = \frac{v_i - v_{BE1}}{R_1}$

Scriviamo il bilancio delle correnti sull'emettitore E_1:

$$\frac{v_{BE1}}{r_{BE1}} + gm_1 v_{BE1} = \frac{v_{BE2}}{r_{BE2}} + \frac{v_i - v_{BE1}}{R_1}$$

dove l'espressione di v_{BE1} si ricava percorrendo la maglia r_{BE1}-R_2-r_{BE2}:

$$v_{BE1} = v_i - \frac{v_{BE2}}{r_{BE2}} \cdot (R_2 + r_{BE2})$$

Quindi, sostituendo la terza nella seconda:

$$(v_i - \frac{v_{BE2}}{r_{BE2}} \cdot (R_2 + r_{BE2})) \cdot (\frac{1}{r_{BE1}} + gm_1 + \frac{1}{R_1}) = \frac{v_{BE2}}{r_{BE2}} + \frac{v_i}{R_1}$$

in cui si possono trascurare i termini $1/r_{BE1}$ e $1/R_1$rispetto a gm_1. Sviluppando:

$$v_i (gm_1 - \frac{1}{R_1}) = v_{BE2} \cdot (\frac{1}{r_{BE2}} + \frac{gm_1}{r_{BE2}} (R_2 + r_{BE2}))$$

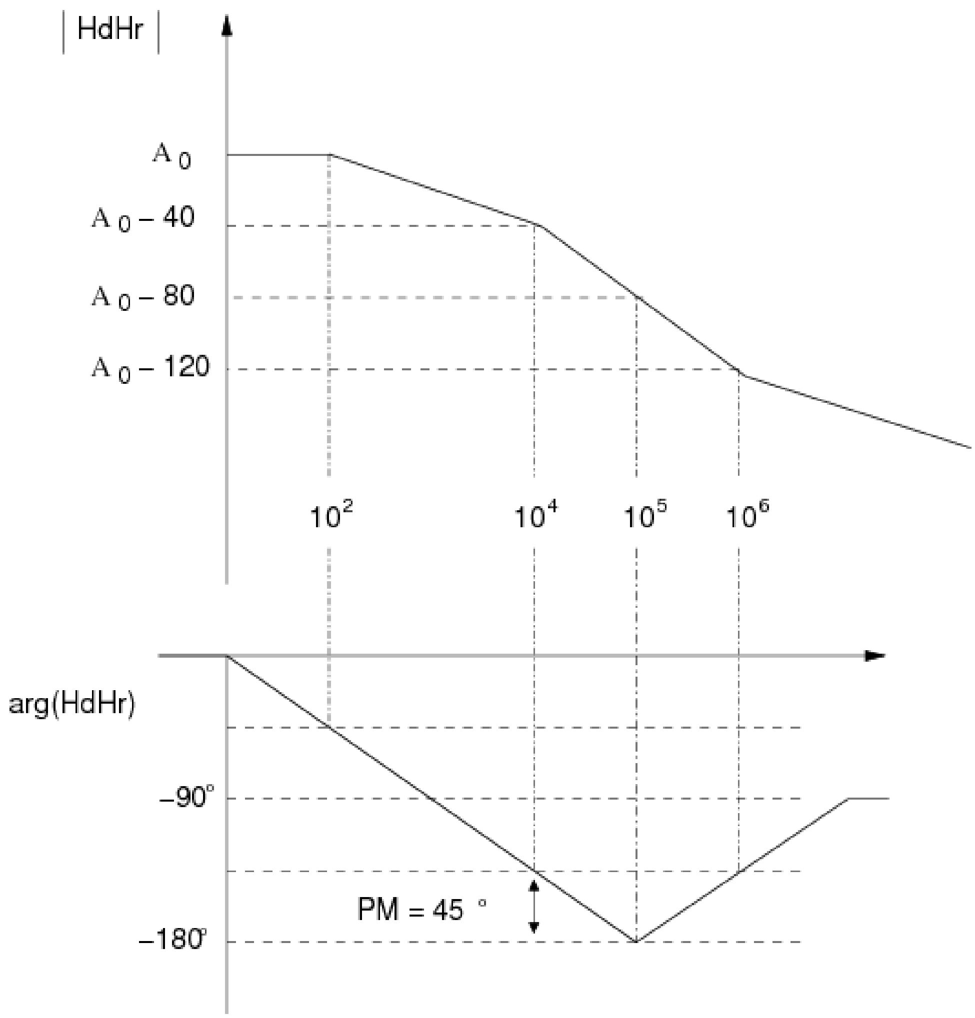
Ricavando a questo punto v_{BE2} dall'espressione di v_u, trascurando di nuovo $1/R_1$ rispetto a gm_1 e rigirando l'equazione, si ottiene:

$\frac{v_u}{v_i} = \frac{-(gm_1 gm_2 R_3 r_{BE2})}{(1 + gm_1 (R_2 + r_{BE2}))}$ = -39 dove si è sostituito $r_{BE2} = \frac{\beta_F}{gm_2}$ = 750 Ω

4) Occorre studiare Hd·Hr:

$$H_d \cdot H_r = A_0 \frac{(1+s\tau)}{((1+\frac{s}{\omega_{p1}})(1+\frac{s}{\omega_{p2}}))}$$

con zero $\omega_z = 10^6$ rad/s e poli $\omega_{p1} = 10^2$ rad/s e $\omega_{p2} = 10^4$ rad/s, di cui si riportano i diagrammi di Bode in modulo e fase con approx asintotica:



Dopo il primo polo, si ha discesa del modulo a 20 dB/dec, quindi in corrispondenza del secondo polo, esso scende complessivamente di 40 dB/dec.

Dal secondo polo la pendenza diventa di 40 dB/dec, quindi in corrispondenza dello zero scende di ulteriori 80 dB/dec, portandosi ad A_0-120 in dB.

Per avere stabilità con margine di fase di 45° si vorrebbe che l'attraversamento di 0 dB avvenisse in corrispondenza di A_0 – 40 , ovvero A_0 = 40 dB.

5) Scriviamo il bilancio delle correnti al nodo tra R_1, R_2 e V_0:

$$\frac{(V_i - V_0)}{R_1} = \frac{-(V_i - V_0 - V_u)}{R_2} - \frac{(V_i - V_u)}{R_3}$$ e rigiriamo l'equazione

$$V_i\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) = V_0\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}\right) + V_u\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)$$ da cui

$$V_u = 3.14\,V$$

6) Per il primo operazionale, la corrente che scorre su R_1 e su R_2 è la stessa, quindi:

$$\frac{(V_1 - V_0)}{R_1} = \frac{(V_0 - V_{u1})}{R_2}$$

da cui $$V_{u1} = \frac{-R_2}{R_1} V_1 + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) V_0$$

Per il secondo operazionale:

$$V_{u2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2$$

La tensione di uscita vale:

$$V_u = \frac{R_6}{R_5}(V_{u2} - V_{u1})$$ e, sostituendo le espressioni trovate per V_{u1} e V_{u2}, si ha:

$$V_u = \frac{R_6}{R_5}\left(\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2 + \frac{R_2}{R_1} V_1 - \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) V_0\right)$$

ovvero 9.4 V.

7) E' un semplice circuito ad emettitore comune con guadagno di tensione

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = \frac{-g_m R_c}{1 + Z g_m}$$

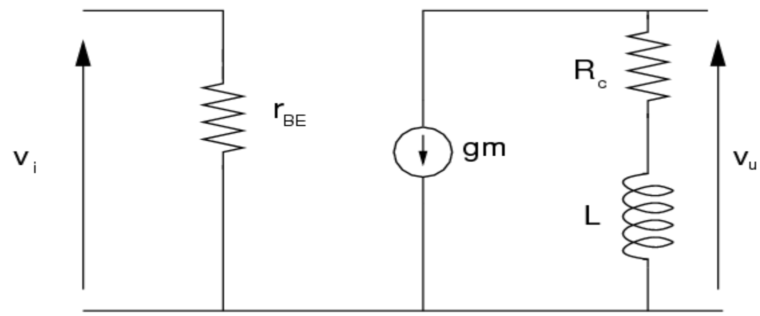
dove Z è l'impedenza data dal parallelo di R, L e C.

Il minimo valore del guadagno è:

$$A_{min} = -g_m \frac{R_c}{(1 + g_m R)}$$ = -4.03

ottenuto quando il circuito lavora alla frequenza di risonanza $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ per cui le ammettenze jωL e 1/jωC si cancellano e rimane solo la resistenza R. Si ricorda, inoltre che, in continua, il parallelo RLC ha impedenza nulla.

8) Il circuito ai piccoli segnali da risolvere è il seguente:



Si noti che Il condensatore di accoppiamento di C è sostituito da un cortocircuito poiché si sta lavorando in centro-banda. Il parallelo R_1-R_2 non influenza il valore di guadagno in quanto non c'è alcuna resistenza in serie al generatore di segnale, pertanto in figura non è stato rappresentato.

$v_u = -gm\, v_{BE}(R_c + j\omega L)$ dove $v_{BE} = v_i$

Pertanto il modulo è:

$|A_v| = gm\sqrt{R_c^2 + (\omega L)^2}$ Imponendo che sia pari a 60, si ricava f = 178 Mhz.