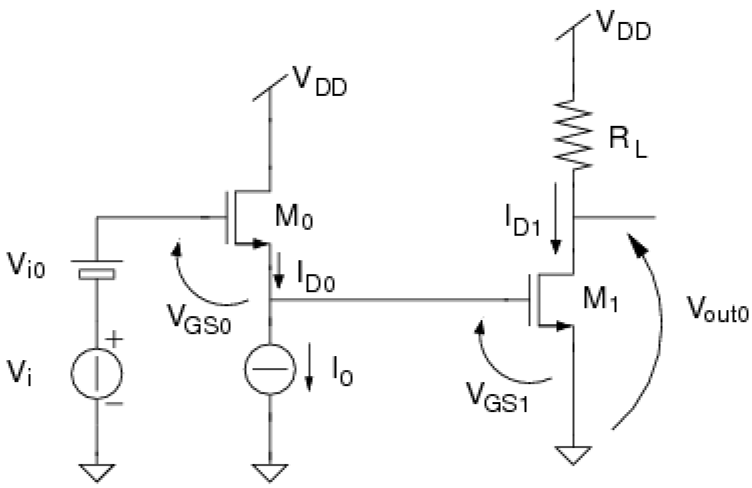
SOLUZIONI

1) Si consideri la figura:



La corrente che scorre su M_0 a riposo vale:

$$I_{D0}=I_0=\frac{\beta}{2}(V_{GS0}-V_{TH})^2=\frac{\mu_n C_{ox}}{2}\left(\frac{w}{L}\right)_0 (V_{GS0}-V_{TH})^2$$

Si può ricavare pertanto il valore dell'unica incognita V_{GS0} presente nell'equazione:

$$V_{GS0}=\sqrt{\frac{2\cdot I_0}{\mu_n C_{ox}(w/L)_0}}+V_{TH} \quad = 1.456\ \text{V}$$

Da $V_{i0}=V_{GS0}+V_{GS1}$ si ricava V_{GS1} = 1.744 V.

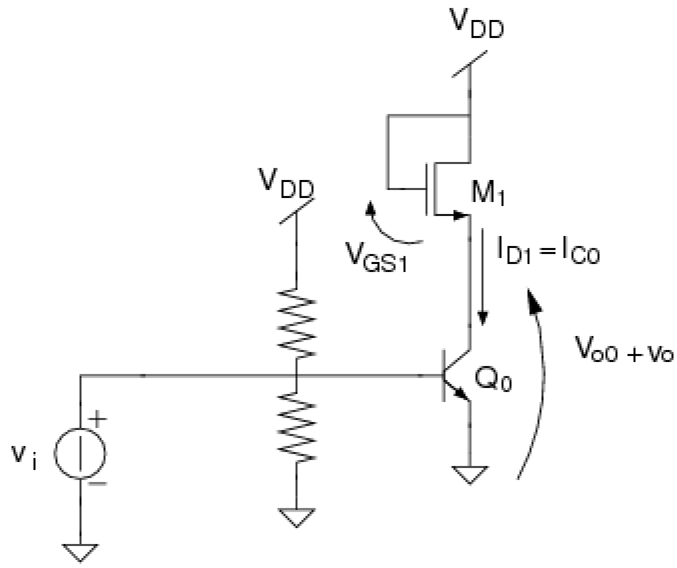
La corrente che scorre su M_1 ed R_L vale:

$$I_{D1}=\frac{\beta}{2}(V_{GS1}-V_{TH})^2=\frac{\mu_n C_{ox}}{2}\left(\frac{w}{L}\right)_1 (V_{GS1}-V_{TH})^2 \quad = 0.88\ \text{mA}$$

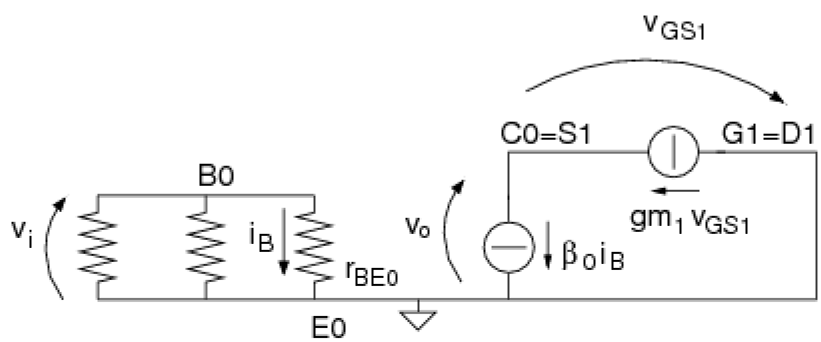
La tensione di uscita a riposo è:

$$V_{out0}=V_{DD}-R_L\cdot I_{D1} \quad = 2.8\ \text{V}$$

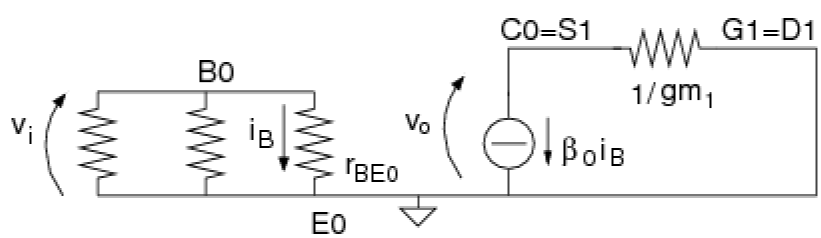
2) In centro-banda, il condensatore di accoppiamento è assimilato ad un cortocircuito:



Il circuito ai piccoli segnali è rappresentato in figura:



Si può osservare che M_1 connesso a diodo ha un modello semplificato, corrispondente alla sola resistenza $1/gm_1$:



$$v_i = r_{BE0}\, i_B$$

$$v_o = \frac{-1}{gm_1} \cdot \beta_0 i_B$$

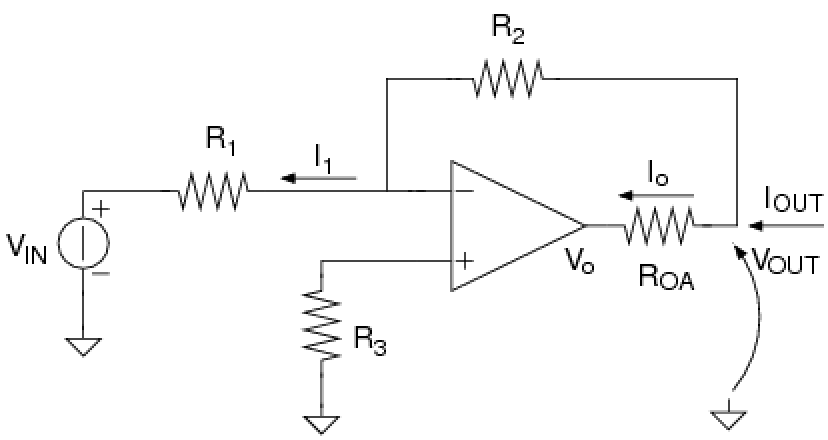
Il guadagno di tensione è: $A_v = \frac{v_0}{v_i} = \frac{-\beta_0}{gm_1 r_{BE0}} = \frac{-gm_0}{gm_1}$

Per il BJT vale: $gm_0 = \frac{I_{C0}}{V_T}$ = 58.41 ms (assumendo V_T = KT/q = 25.6 mV)

Per il MOS vale: $gm_1 = \sqrt{2\beta_1 I_{D1}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox}(\frac{w}{L})_1 I_{D1}}$ = 3.46 ms

Pertanto, A_v = -16.88

3) Si deve studiare il circuito di figura, dove V_{IN} = 0:



$$V_{OUT} = (R_1 + R_2) \cdot I_1$$

$$V_{OUT} = V_{id} A_d + R_{OA} I_O$$

La corrente I_{OUT} vale: $I_{OUT} = I_O + I_1$ (si osservi che in virtù della impedenza di ingresso infinita ai morsetti di ingresso dell' amp. op., I_1 è uguale alla corrente che scorre su R_2)

Ricavando le espressioni per le correnti dalle prime due equazioni e sostituendole nella terza si ha:

$$I_{OUT} = \left(\frac{V_{OUT} - V_{id} A_d}{R_{OA}}\right) + \frac{V_{OUT}}{R_1 + R_2}$$

Inoltre, vale per V_{id} la formula del partitore di tensione:

$V_{id} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{OUT}$ (in virtù della impedenza di ingresso infinita ai morsetti di ingresso dell' amp. op)

Siccome $H_r = \frac{-V_{id}}{V_{OUT}}$, si ha: $H_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ = 0.167

L'espressione di I_{OUT} diventa:

$$I_{OUT} = \frac{(1 + H_r A_d) V_{OUT}}{R_{OA}} + \frac{V_{OUT}}{R_1 + R_2}$$

da cui si ricava l'impedenza di uscita Z_{OUT}:

$$Z_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{1}{\frac{1 + H_r A_d}{R_{OA}} + \frac{1}{R_1 + R_2}}$$

L'espressione del guadagno A_d è: $A_d = \frac{A_{d0}}{1 + j\frac{f}{f_P}}$ e quindi:

$$Z_{OUT} = \frac{1}{\frac{1}{R_{OA}} \cdot (1 + H_r \frac{A_{d0}}{1 + j\frac{f}{f_P}}) + \frac{1}{R_1 + R_2}} \approx \frac{1 + j\frac{f}{f_P}}{\frac{H_r A_{d0}}{R_{OA}} + \frac{1}{R_1 + R_2}(1 + j\frac{f}{f_P})}$$

in cui si è trascurata l' unità nella somma entro la parentesi tonda al denominatore.

Il modulo dell'impedenza di uscita è:

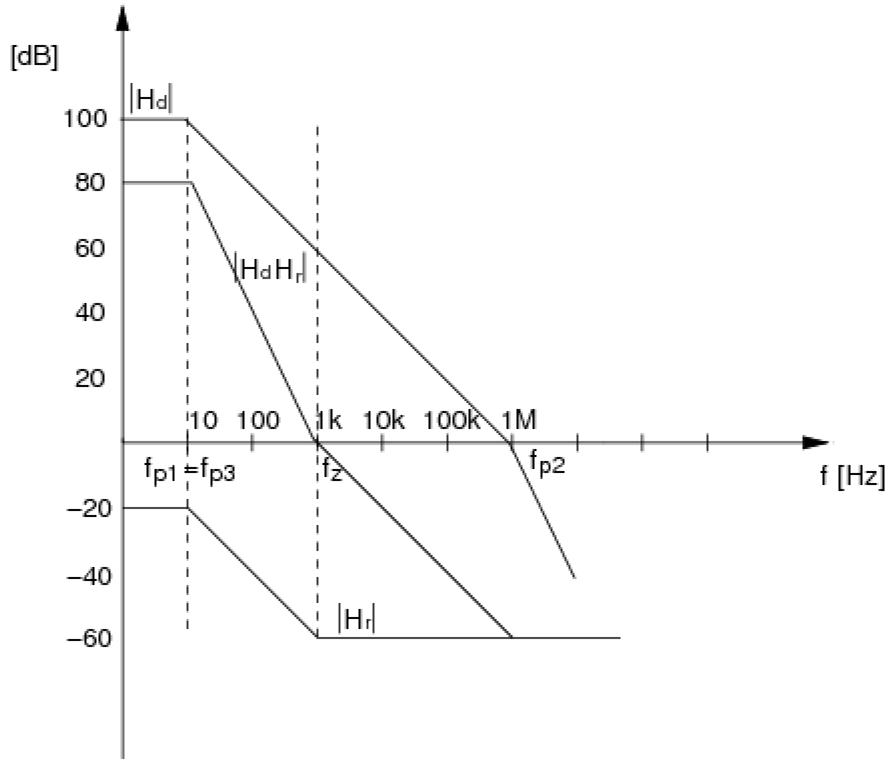
$$|Z_{OUT}| = \frac{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_P})^2}}{\frac{H_r A_{d0}}{R_{OA}} + \frac{1}{R_1 + R_2}\sqrt{1 + (\frac{f}{f_P})^2 \cdot \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} / (\frac{H_r A_{d0}}{R_{OA}} + \frac{1}{R_1 + R_2})^2}}$$

dove $f_P = f_T / A_{d0}$ = 100 Hz.

Il modulo va calcolato alla frequenza 10 kHz, e il valore numerico è pertanto:

$$|Z_{OUT}| = 48\,\Omega$$

4) I diagrammi di Bode delle ampiezze di H_d, H_r e $H_d H_r$ sono indicati in figura:



In corrispondenza di f_{p1}, la fase di H_dH_r è -90° e tende asintoticamente a -180°. In f_z, la fase di H_dH_r è -135° e asintoticamente raggiungerebbe -90°. Imponendo che alla frequenza f_z il diagramma dei moduli attraversi l' asse X (0dB) il margine di fase risulterà pari a 45°.

5) Si osserva che all' uscita dell' amplificatore la resistenza risulta il parallelo delle resistenze $1/gm_1$ e $1/gm_0$ (alle variazioni):

$$R_{out}=\frac{1}{gm_0+gm_1}$$

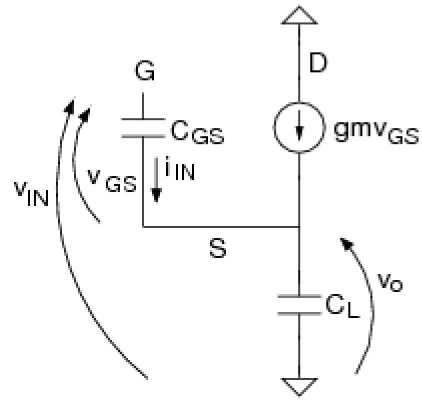
Si calcolano quindi:

$$gm_0=\sqrt{2\beta_p I_{D0}}=\sqrt{2\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_0 I_{D0}}=13.22\,ms$$

$$gm_1=\sqrt{2\beta_n I_{D0}}=\sqrt{2\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D0}}=16.43\,ms$$

da cui si ottiene Rout = 33.72 Ω.

6) Si consideri il circuito ai piccoli segnali, che include la capacità $C_{GS:}$



$$v_{GS} = \frac{i_{IN}}{sC_{GS}}$$

$$i_{IN} = -gm\, v_{GS} + v_o\, s\, C_L$$

Ricavando v_o dall'ultima e sostituendo tutto nella prima si ottiene:

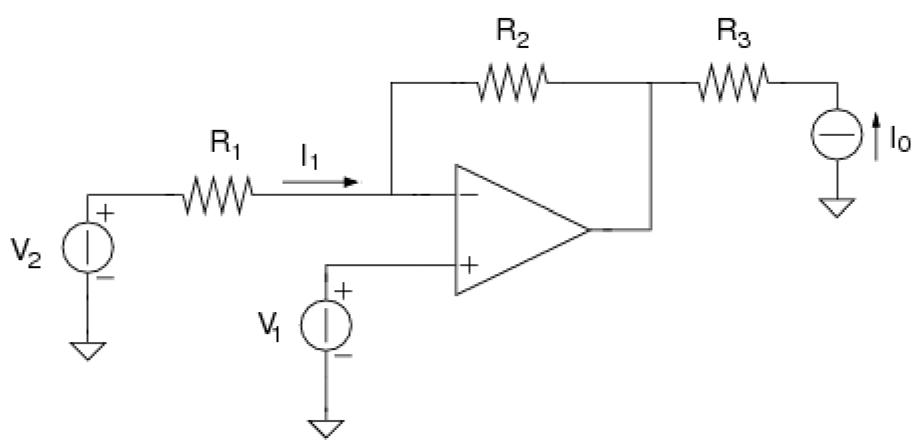
$$v_{IN} = \frac{i_{IN}}{sC_{GS}} + \frac{i_{IN}}{sC_L} + \frac{gm}{s\,C_L} \cdot \frac{i_{IN}}{s\,C_{GS}}$$

da cui è immediato ricavare l'impedenza di ingresso:

La sua parte reale è: $\Re(Z_{IN}) = \frac{-gm}{\omega^2 C_{GS} C_L}$ = - 507.11 Ω

con $\omega = 2\pi f$.

7) Ipotizzando che l'opamp lavori nella regione di alto guadagno, vale il cortocircuito virtuale, ovvero: v_{id} = 0.



E' immediato ricavare la corrente I_1:

$I_1 = \frac{V_2 - V_1}{R_1}$ = -500 uA

La tensione in uscita è:

$V_o = V_2 - (R_1 + R_2) I_1$ = 3.75 V.

poiché $|V_o| < V_M$ = 10 V, l'ipotesi iniziale sulla regione di lavoro dell'opamp è corretta.

8) Il circuito può essere risolto in modo rapido, considerandolo come una cascata di 3 stadi e valutando il guadagno di ognuno di essi.

Il 3° stadio è un E.C. Con guadagno:

$Av_3 = -gm_3 R_3$

poiché $gm_3 = \frac{I_{C2}}{V_T}$ = 58.59 ms, Av_3 = -175.77.

Il 2° stadio è un C.C. con guadagno:

$Av_2 = \frac{gm_2 R_{L2}}{gm_2 R_{L2} + 1}$ dove $R_{L2} = \frac{R_2 \cdot r_{BE3}}{R_2 + r_{BE3}}$

poiché $gm_2 = \frac{I_{C1}}{V_T}$ = 7.81 ms e si ha $r_{BE3} = V_T \frac{\beta_F}{I_{c20}}$ = 853 Ω, allora:

R_{L2} = 785.96 Ω A_{v2} = 0.8599.

Il 1° stadio è un S.C con guadagno:

$Av_1 = -gm_1 R_{L1}$ dove $R_{L1} = R1 \| R_{IN2}$

$R_{IN2} = (R_2 \| r_{BE3}) + \beta_F r_{BE2}$ con $r_{BE2} = V_T \frac{\beta_F}{I_{C10}}$ = 6.4 kΩ e quindi R_{IN2} = 320 kΩ >> R_1.

Si può pertanto approssimare $Av_1 = -gm_1 R_1$ = -2

Il guadagno totale del circuito è:

$Av = Av_1 \cdot Av_2 \cdot Av_3$ = 302.3