

SOLUZIONI

1) La corrente nel MOS M_0 è:

$$I_{D0} = \frac{\beta_0}{2} (V_{GS0} - V_{TH})^2 = (V_{DD} - V_{GS0}) \cdot G + I_0 \quad \text{dove } G = 1/R$$

Sviluppando i prodotti, si ottiene una equazione di secondo grado in V_{GS0} :

$$\beta_0 V_{GS0}^2 + (G - 2\beta_0 V_{TH}) \cdot V_{GS0} + \beta_0 V_{TH}^2 - V_{DD} G - I_0 = 0$$

dove $\beta_0 = \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_0 = 2000 \mu A/V^2$

L'espressione di V_{GS0} è:

$$V_{GS0} = \frac{2\beta_0 V_{TH} - G \pm \sqrt{(-2\beta_0 V_{TH} + G)^2 - 4\beta_0(\beta_0 V_{TH}^2 - V_{DD} G - I_0)}}{2\beta_0}$$

e la soluzione accettabile (positiva) è: $V_{GS0} = 2.585 V$, perciò:

$$I_{D0} = \frac{\beta_0}{2} (V_{GS0} - V_{TH})^2 = 2.51 \text{ mA}$$

La corrente di polarizzazione di M_1 , ottenuta dallo specchio è:

$$I_{D1} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_0} I_{D0} \approx 5 \text{ mA}$$

2) L'amplificatore in classe A (source comune) presenta retta di carico:

$$V_{DS} = V_{DD} - R_L I_D$$

che, sul piano $I_D(V_{DS})$, interseca la caratteristica del MOS in P_0 . Scegliendo P_0 in $(V_{DD}/2, I_{D0})$ si ottiene comportamento in classe A con un segnale di uscita (quasi-sinusoidale) di ampiezza pari a $V_{DD}/2$ (trascurando la regione triodo del MOS, assunta piccola rispetto a V_{DD}). Tale valore è il massimo ottenibile con questa configurazione. Pertanto con $P_0 = (V_{DD}/2, I_{D0})$ si ottiene il massimo valore di potenza utile P_{Lu} :

$$P_{Lu} = \left(\frac{V_{DD}}{2}\right)^2 \frac{1}{2R}$$

Si ricorda che, considerando la dissipazione sul dispositivo e la potenza in continua sul

carico $P_{L_{u,DC}} = \left(\frac{V_{DD}}{2} \right)^2 \frac{1}{R}$, questa scelta porta a $\eta = 25\%$.

Pertanto:

$$I_{D0} = V_{DD} / 2R_L = 0.9 \text{ A.}$$

3) La funzione di trasferimento ad anello aperto dell'opamp è:

$$A_d = \frac{A_{d0}}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

con $f_p = f_T / A_{d0} = 5 \text{ Hz}$. La configurazione dell'opamp è non invertente, quindi:

$$H_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1/10$$

La fdt del sistema complessivo è:

$$A_v = \frac{A_d}{1 + A_d H_r} = \frac{A_{d0}}{1 + A_{d0} H_r} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p \cdot (1 + A_{d0} H_r)}}$$

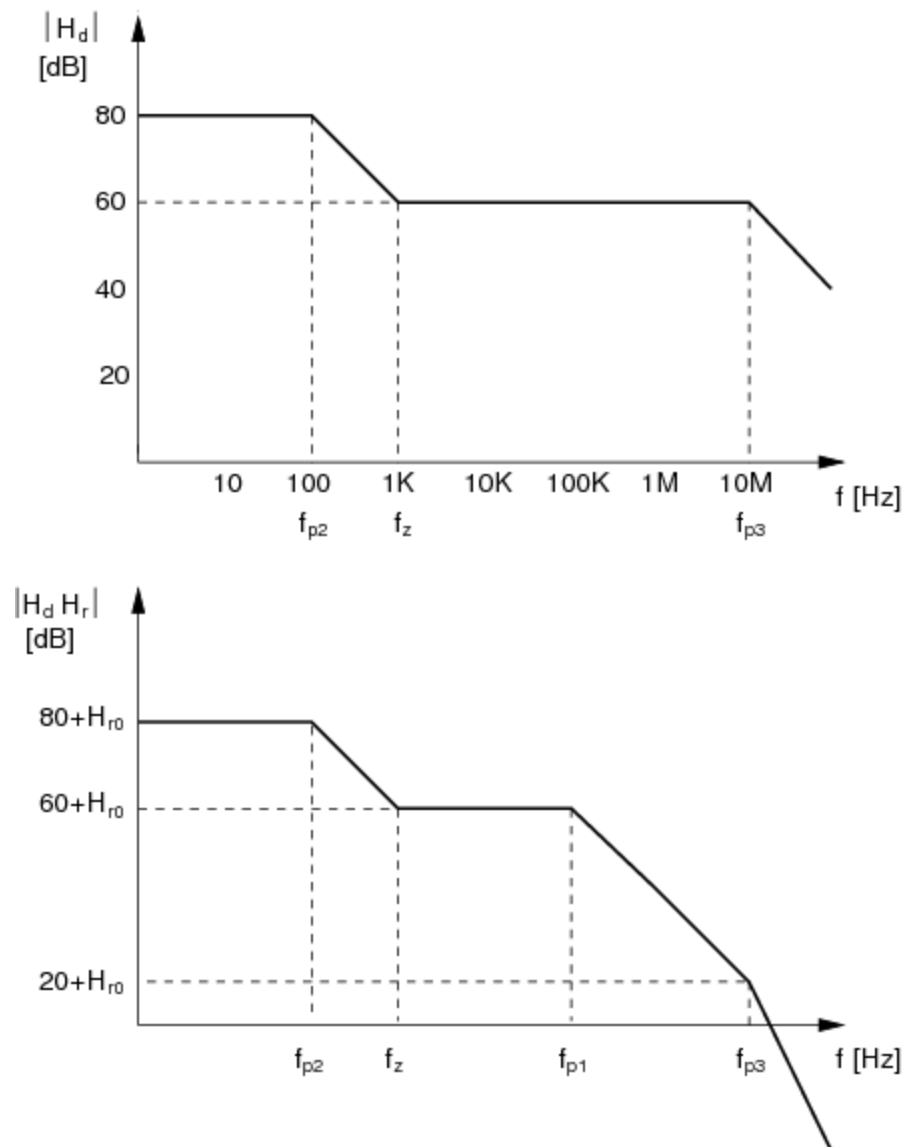
Il suo modulo, in corrispondenza di $f_{IN} = 1 \text{ MHz}$, vale

$$|A_v| = \frac{A_{d0}}{1 + A_{d0} H_r} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p (1 + A_{d0} H_r)} \right)^2}} = 4.472$$

L'ampiezza del segnale di tensione V_o per $V_P = 100 \text{ mV}$ è:

$$V_o = |A_v| \cdot V_P = 447 \text{ mV}$$

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

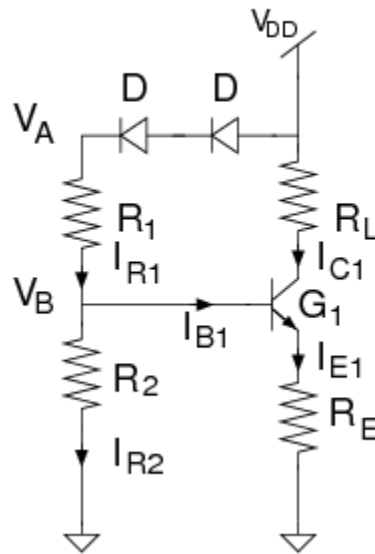


In corrispondenza di f_{p2} la fase di $H_d H_r$ è -45° (e asintoticamente si raggiungerebbe -90°), in f_{z1} si ritorna a -45° (e asintoticamente 0°). In f_{p1} , si ha nuovamente fase pari a -45° e poi a -90° , mentre in f_{p3} si ottiene -135° (corrispondente a $PM = 45^\circ$), poi -180° .

Il margine di fase di 45° si ottiene in corrispondenza di f_{p3} , per cui $|H_d H_r|$ [dB] = 20 +

H_{r0} . Imponendo che tale valore sia 0 dB, si ha immediatamente $H_{r0} = -20$ dB.

5) Si fa riferimento al circuito della figura sotto per scrivere le equazioni:



La tensione in continua nel punto V_A vale:

$$V_A = V_{DD} - 2V_{ON} = 3V$$

Scriviamo il bilancio di correnti nel nodo B:

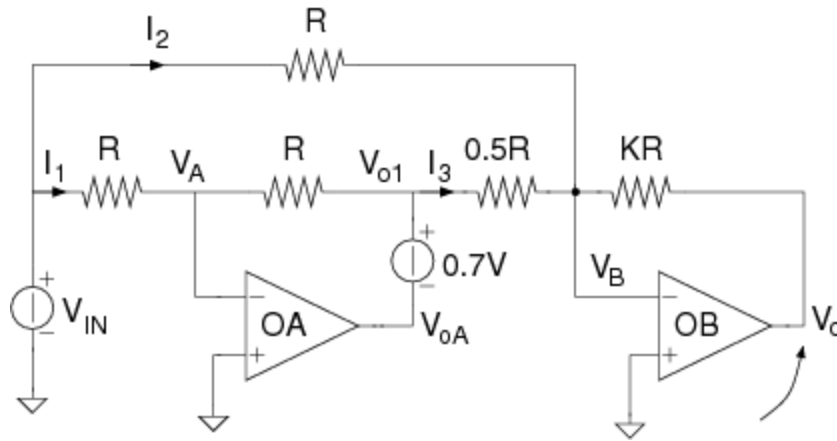
$$I_{R1} = I_{R2} + I_{B1} \quad \text{ovvero:}$$

$$\frac{V_A - V_B}{R_1} = \frac{V_B}{R_2} + \frac{I_{C1}}{\beta}$$

in cui $V_B = R_E I_{C1} + V_{ON} = 0.95 V$ avendo assunto $I_{E1} \approx I_{C1}$.

Svolgendo i calcoli, resta solo l'incognita R_2 e si ottiene $R_2 = 10.687 \text{ K}\Omega$.

6) Nel circuito sottostante sono indicate le correnti:



Ipotizzando che entrambi gli opamp lavorino nella regione di alto guadagno si ottiene $V_A \approx 0$ e $V_B \approx 0$ (corto circuito virtuale).

Si ricava, pertanto, che $V_{O1} = -V_{IN}$ in quanto la configurazione del primo opamp è invertente.

Inoltre si può scrivere: $V_{O1} = 0.5R \cdot I_3$ da cui si ricava $I_3 = -2 \frac{V_{IN}}{R}$

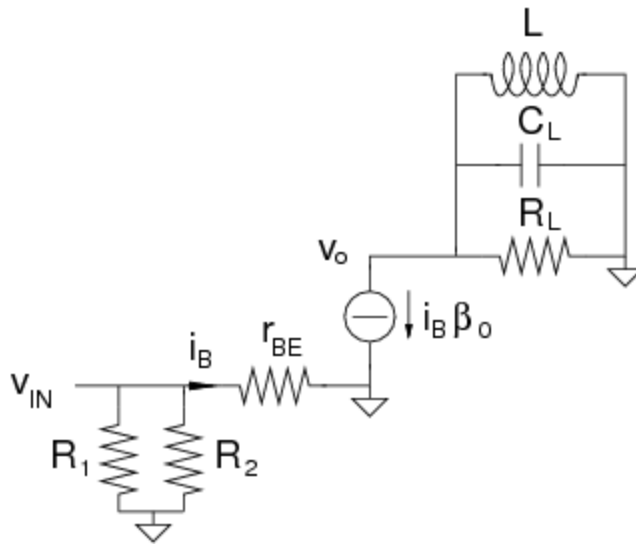
E' facile ricavare anche I_2 : $I_2 = \frac{V_{IN}}{R}$

Poiché $K \cdot R \cdot (I_2 + I_3) + V_O = 0$, sostituendo le espressioni delle due correnti, si ottiene:

$$V_O = K \cdot V_{IN} = 2.5 V$$

Si verifica che $|V_O| < V_M = 12 V$ (immediato) e $|V_{OA}| = |V_{O1} - 0.7| < V_M$, quindi l'ipotesi fatta sulla regione di funzionamento degli opamp è corretta.

7) Il circuito equivalente ai piccoli segnali è rappresentato in figura:



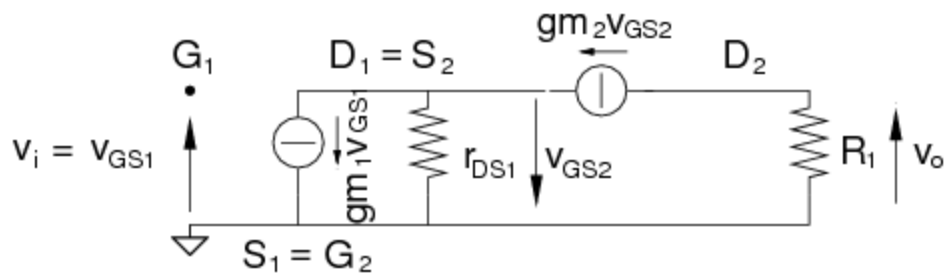
Il condensatore di accoppiamento C è sostituito da un cortocircuito, ipotizzando che la frequenza $f_0 = 900$ MHz cada nella regione di centro-banda.

Siccome si ha un parallelo RLC, con frequenza di risonanza $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ che è circa la f_0 a cui si sta lavorando, le ammettenze $j\omega L$ e $1/j\omega C$ si cancellano. Pertanto, il carico in uscita si riduce a R_L , alla frequenza di interesse.

La fdt alla frequenza f_0 è pertanto: $\frac{V_o}{V_{IN}} = R_L \frac{\beta_0}{r_{BE}} = R_L g_m$

Dai dati si ha: $g_m = \sqrt{2\beta_0 I_{D0}} = \sqrt{2\mu_n C_{OX} \left(\frac{w}{L}\right) I_{D0}} = 0.031 \Omega^{-1}$ e quindi $\frac{V_o}{V_{IN}} = 16.21$

8) Il circuito ai piccoli segnali è rappresentato in figura:



Si può scrivere la seguente equazione:

$$g_{m2} v_{GS2} = g_{m1} v_{GS1} - \frac{v_{GS2}}{r_{DS1}} \quad \text{da cui} \quad v_{GS2} = \frac{g_{m1}}{g_{m2} + \frac{1}{r_{DS1}}} v_i$$

La tensione in uscita è:

$$v_o = -R_1 g_{m2} v_{GS2} = -R_1 g_{m1} \frac{g_{m2}}{g_{m2} + \frac{1}{r_{DS1}}} v_i$$

Il guadagno di tensione è:

$$\frac{v_o}{v_i} = -22.48$$