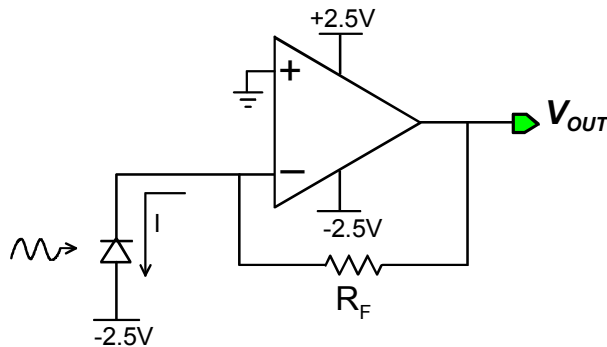


SOLUZIONE TEMA D'ESAME 28/06/2008

PROGETTAZIONE ELETTRONICA

1. STADI OPERAZIONALI

a)



$$R = \frac{V_{OUT_max}}{I_{max}} \cong \frac{2V}{200\mu A} = 10k\Omega$$

b) $GBWP = 360MHz$.

c) Affinché il G_{LOOP} tagli l'asse in corrispondenza di $GBWP/2$ è necessario che polo e zero della rete compensatrice siano separati di un fattore 2, cioè deve essere:

$$\frac{GBWP \cdot f_p}{f_z} = 180MHz$$

Quindi deve essere:

$$C_f = C = 6pF$$

Con questo dimensionamento la frequenza del polo e dello zero risultano:

$$f_p \cong 1.32MHz$$

$$f_z \cong 2.65MHz$$

$$d) BW = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \cong 2.65MHz$$

La costante di tempo ad anello chiuso e il tempo di settling risultano:

$$\tau = \frac{1}{2\pi BW} = R_f C_f \cong 60nsec$$

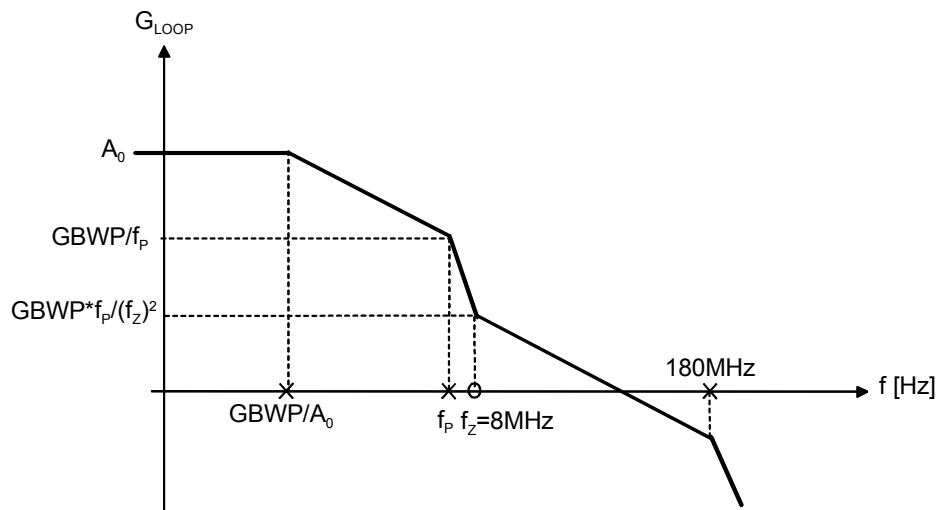
$$t_{settling} \cong 5\tau = 300nsec$$

La banda è insufficiente visto che il periodo di simbolo è poco superiore e vale 500nsec.

$$e) BW = \frac{1}{2\pi \left(\frac{t_{\text{settling}}}{5} \right)} \cong 8\text{MHz} \Rightarrow C_f = 20\text{pF}$$

Inoltre, per avere margine di fase di 60° ed ipotizzando che zero e polo non diano contributo perché lontani dall'attraversamento, quest'ultimo deve accadere prima di 150MHz.

La situazione è quella descritta nella figura successiva.



Si ottiene che, per avere un margine di fase di 60° , la frequenza di attraversamento f_x deve essere tale per cui:

$$\varphi_m = 180^\circ - 90^\circ - 90^\circ + 90^\circ - a \tan\left(\frac{f_x}{180\text{MHz}}\right) = 60^\circ$$

Si ricava che la frequenza f_x deve valere 104MHz circa.

Risulta che il guadagno in corrispondenza dello zero è di circa 13 e che il polo deve cadere a circa 2.3MHz.

Si tratta di mettere in parallelo al diodo una capacità C_x pari a circa 43pF.

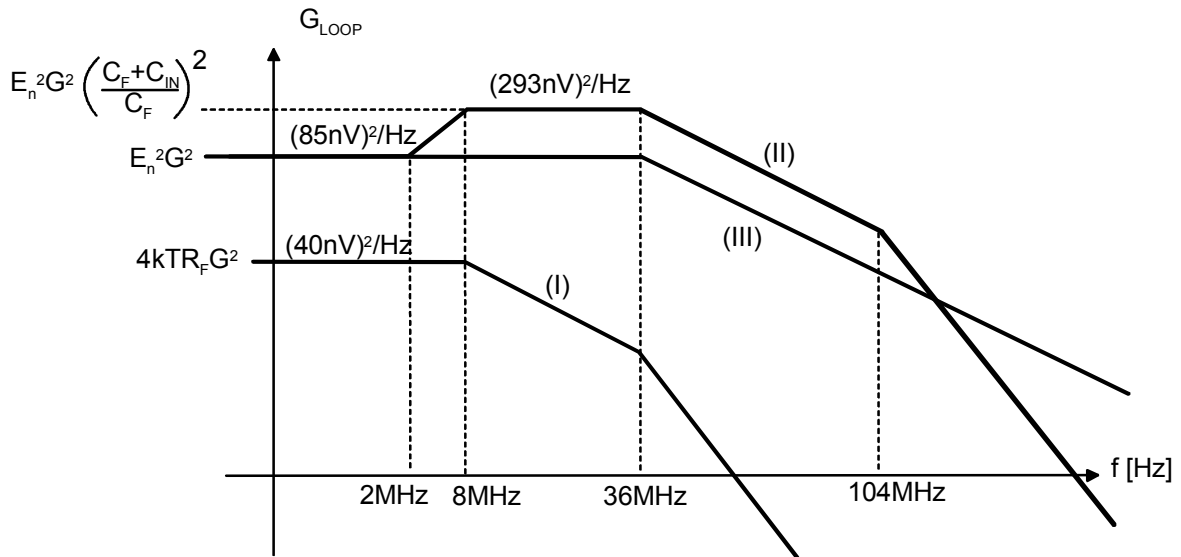
$$f) G_{\text{max}} = \frac{2V}{200\text{mV}} = 10$$

fissato dal limite di dinamica d'uscita.

$$g) 4kTR_1 \ll \overline{E_n^2} \Rightarrow R_1 \ll \frac{\overline{E_n^2}}{4kT} = 4.5\text{k}\Omega$$

h) Indicando con $G(s)$ la funzione di trasferimento della configurazione non-invertente e con C_{IN} la capacità totale che insiste sul morsetto invertente dell'amplificatore a transimpedenza, si ottiene:

$$\overline{E_n^2}|_{OUT} = 4kTR_F \cdot \left| \frac{1}{1+sC_F R_F} \right|^2 \cdot |G(s)|^2 + \overline{E_n^2} \cdot \left| \frac{1+(C_F+C_{IN})R_F}{1+sC_F R_F} \right|^2 \cdot |G(s)|^2 + \overline{E_n^2} \cdot |G(s)|^2$$



i) In prima approssimazione il rumore in uscita è:

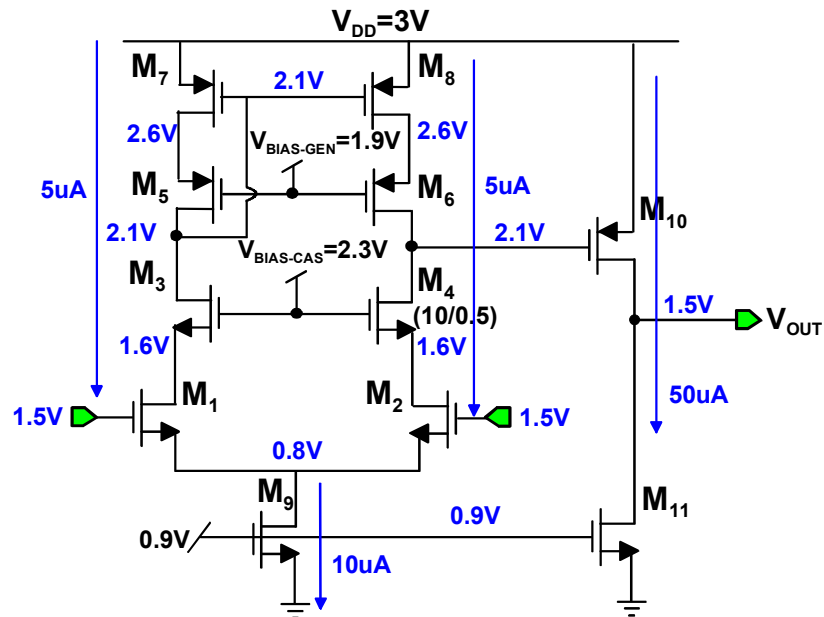
$$\overline{V_n^2}|_{OUT} \cong 4kTR_F G^2 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 8MHz + \overline{E_n^2} G^2 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 30MHz + \overline{E_n^2} G^2 \cdot \left(\frac{C_F + C_{IN}}{C_F}\right)^2 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 30MHz \cong (2mV)^2$$

j) Potenza di segnale in uscita: $P_S = \frac{(500mV)^2}{2} = 0.125V^2$

$$SNR = \frac{P_S}{V_N^2|_{OUT}} \cong 45dB.$$

2. ELETRONICA ANALOGICA INTEGRATA

a) La polarizzazione completa è mostrata nella figura seguente.



I parametri di piccolo segnale mancanti sono:

$$g_{m10} = g_{m11} = 333 \mu A/V$$

$$r_{010} = 140 k\Omega$$

$$r_{011} = 1.44 M\Omega$$

$$b) R_1 \cong g_{m4} r_{04} r_{02} // g_{m6} r_{06} r_{08} \cong 514 M\Omega$$

Il guadagno del primo stadio risulta:

$$G_1 \cong -g_{m1} R_1 \cong -51429$$

mentre il guadagno del secondo stadio (source a massa M_{11}) vale:

$$G_2 \cong -g_{m10} (r_{010} // r_{011}) \cong -g_{m10} r_{010} = -46.6$$

Il guadagno complessivo è:

$$G_1 = G_1 \cdot G_2 \cong 2.4 \cdot 10^6 \cong 127.6 dB$$

c) La banda è fissata dalla capacità alla Miller:

$$BW = \frac{1}{2\pi R_1 C_C (1 - G_2)} \cong 1.3 Hz$$

$$d) GBWP = G_1 G_2 \frac{1}{2\pi R_1 C_C (1 - G_2)} = g_{m1} R_1 G_2 \frac{1}{2\pi R_1 C_C (1 - G_2)} \cong \frac{g_{m1}}{2\pi C_C} \cong 3.18 MHz$$

$$e) f_{PH} = \frac{g_{m10}}{2\pi C_L} \cong 10.6MHz$$

$$f_Z = + \frac{g_{m10}}{2\pi C_L} \cong 10.6MHz$$

f):

$$V_{CM} \downarrow = V_{OV9} + V_{GS1} = 1V$$

$$V_{CM} \uparrow = V_{BIAS-CAS} - V_{GS3} + V_T = V_{BIAS-CAS} - V_{OV3} = 2.2V$$

La massima valore che può assumere $V_{BIAS-CAS} = 2.7V$ è $2.7V$.

In questo caso la tensione di modo comune verso l'alto può raggiungere $2.6V$.

$$g) \overline{E_n^2} = 2 \cdot \frac{4kT\gamma}{g_{m1}} \cdot \left(1 + \frac{g_{m8}}{g_{m1}}\right) = \left(16.86 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

Per ridurlo di un fattore circa pari a 2 è possibile aumentare dello stesso fattore la transconduttanza dei MOS d'ingresso M_1 - M_2 . A parità di corrente questo comporta un fattore di forma quattro volte maggiore, cioè:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1' = 4 \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{80}{1}$$

Il generatore equivalente si riduce di un fattore poco superiore a 2, risultando $\left(11.15 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$.

$$h) f_c = \frac{2K_n^{(1/f)}}{C_{ox}' W_1 L_1 E_n^2} = 4kHz$$

Per ridurre di un fattore 2 tale frequenza occorre che sia:

$$W_1 L_1 = 160(\mu m)^2$$

Siccome deve rimanere inalterato il rapporto di forma, cioè $\frac{W_1}{L_1} = 80$, si ottiene il seguente sistema:

$$\begin{cases} W_1 L_1 = 160(\mu m)^2 \\ \frac{W_1}{L_1} = 80 \end{cases}$$

In definitiva deve essere:

$$W_1 \cong 113\mu m$$

$$L_1 \cong 1.4\mu m$$

i) Per raddoppiare il GBWP occorre raddoppiare la transconduttanza quadruplicando il rapporto di

$$\text{forma: } \left(\frac{W}{L}\right)_1 = 80$$

Il massimo GBWP ottenibile per avere un operazionale compensato internamente corrisponde alla posizione del secondo polo, $f_{pH}=10.6\text{MHz}$.

j) La dinamica differenziale nel caso di V_{OUT} fisso in tensione è limitata dall'escursione del nodo d'uscita del primo stadio. Quest'ultimo nodo ha un'escursione massima verso l'alto di 300mV, limitata dallo spegnimento di M_{10} e di 400mV verso il basso limitata dalla saturazione del cascode M_4 . Si ricava che la dinamica d'ingresso differenziale è simmetrica e pari a:

$$V_{diff}^+ = \frac{\Delta V_1^+}{G_1} \cong 5.8\mu V$$

$$V_{diff}^- = \frac{\Delta V_1^-}{G_1} \cong 7.77\mu V$$