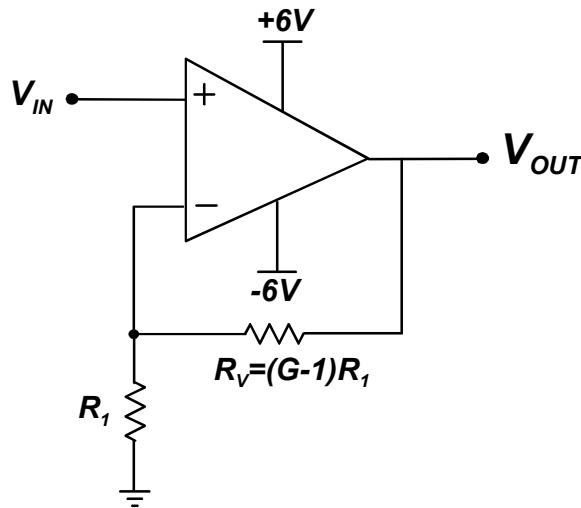


SOLUZIONE TEMA D'ESAME 21/02/2008

PROGETTAZIONE ELETTRONICA

1. STADI OPERAZIONALI

Il circuito da progettare è quello mostrato nella figura successiva:



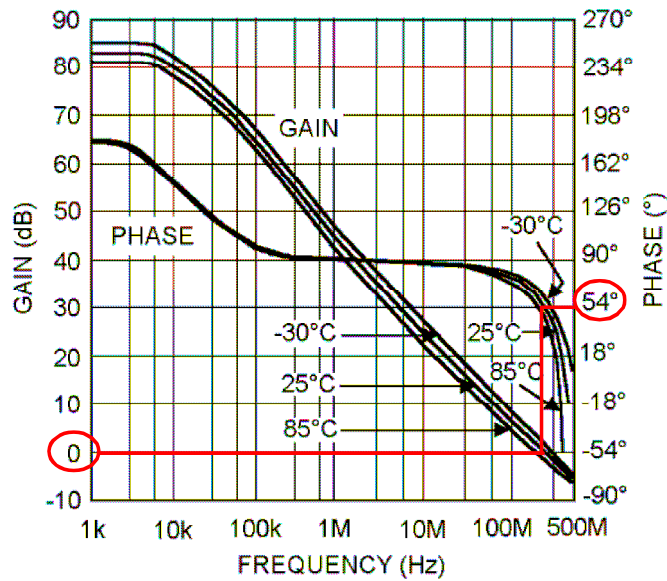
Il guadagno della configurazione è quindi: $G = 1 + \frac{R_V}{R_1}$

a) Dal datasheet si ricava che la banda di una configurazione non invertente che guadagna 2 è di 100MHz. Dunque:

$$BW_{-3dB} = \frac{GBWP}{G} \Rightarrow GBWP = G \cdot BW_{-3dB} = 200MHz$$

Questo valore può essere verificato osservando il grafico che riporta il trasferimento in modulo e fase dell'operazionale. Alla frequenza di 1MHz il modulo vale circa 46dB, che corrisponde, infatti, ad un prodotto guadagno banda di 200MHz.

b) Se l'OPAMP fosse reazionato a buffer il suo margine di fase varrebbe 54° circa, come si può vedere dal grafico di Figura 1, che riporta modulo del trasferimento e margine di fase (si osservi come la fase parte da 180° !). In particolare, il margine di fase è la fase del trasferimento valutata alla frequenza per cui il modulo è unitario. Chiaramente l'operazionale in questione è compensato internamente, avendo margine di fase superiore a 45° .



c) La banda dell'amplificatore deve essere in ogni modo maggiore di 10MHz per avere un trasferimento piatto fino alla massima frequenza del segnale, pari a 1MHz. Pertanto si ha:

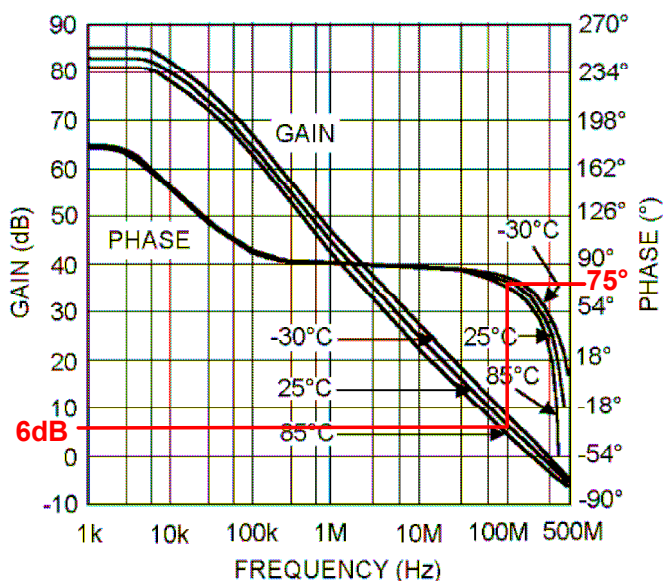
$$\frac{GBWP}{G} \geq 10MHz \Rightarrow G \leq \frac{GBWP}{10MHz} = 20$$

In relazione alla dinamica d'uscita, in corrispondenza del segnale a massima ampiezza in ingresso l'operazionale non deve saturare. Risulta:

$$G \cdot A_{MAX} \leq 4.6V \Rightarrow G \leq \frac{4.6V}{A_{MAX}} = 46$$

Il limite più stringente è fissato dai requisiti di banda dell'amplificatore.

d) Per avere margine di fase uguale o superiore a 75° è necessario che il guadagno sia maggiore di circa 6dB, cioè 2, come si evince dal grafico successivo.



La banda della configurazione in corrispondenza del minimo guadagno è di 100MHz, pari a $GBWP/G_{\min}$. 100MHz è anche il valore della banda riportata dal datasheet per una configurazione non-invertente con guadagno pari a 2.

e) La densità spettrale di rumore in uscita all'amplificatore è:

$$\begin{aligned} S_{nV_{OUT}} &= \overline{E_n^2} G^2 + \frac{4KT}{R_1} R_V^2 + 4KTR_V + \overline{I_n^2} R_V^2 = \\ &= \overline{E_n^2} G^2 + \overline{I_n^2} (G-1)^2 R_1^2 + 4KTR_1 (G-1)^2 + 4KTR_1 (G-1) = \\ &= \overline{E_n^2} G^2 + \overline{I_n^2} (G-1)^2 R_1^2 + 4KTR_1 G(G-1) \end{aligned}$$

f) Nel caso in cui il rumore associato alle resistenze R_V e R_1 sia trascurabile (e supposto trascurabile anche il rumore associato al contributo parallelo dell'operazionale, $\overline{I_n^2} R_V^2$) la densità spettrale di rumore all'uscita si riduce al solo contributo serie, chiaramente amplificato per G^2 .

La banda dell'amplificatore è a sua volta funzione di G , essendo $BW = \frac{GBWP}{G}$.

Risulta quindi:

$$P_{nV_{OUT}} = S_{nV_{OUT}} \cdot BW_{eq} = \overline{E_n^2} G^2 \cdot \frac{\pi GBWP}{2G} = \overline{E_n^2} G \frac{\pi}{2} GBWP$$

La potenza di rumore all'uscita è quindi proporzionale al guadagno, cioè: $P_{nV_{OUT}} \propto G$

Si ha quindi nei due casi di guadagno massimo e di guadagno minimo:

$$\begin{cases} G = G_{MAX} \Rightarrow P_{nV_{OUT}} = (126.83 \mu V_{rms})^2 \\ G = G_{MIN} \Rightarrow P_{nV_{OUT}} = (40.1 \mu V_{rms})^2 \end{cases}$$

Il rapporto tra le due potenze di rumore è esattamente pari al rapporto tra i guadagni, cioè 10.

g) Affinché valgano le considerazioni fatte al punto precedente deve essere:

$$\overline{E_n^2} G^2 \gg \overline{I_n^2} (G-1)^2 R_1^2 + 4KTR_1 G(G-1)$$

Rielaborando risulta:

$$\overline{E_n^2} \gg \overline{I_n^2} \left(\frac{G-1}{G} \right)^2 R_1^2 + 4KTR_1 \frac{G(G-1)}{G^2}$$

Il caso pessimo si ha per $G=G_{MAX}$, per cui la precedente relazione può essere approssimata come:

$$\overline{E_n^2} \gg \overline{I_n^2} R_1^2 + 4KTR_1$$

Risolviendo la disequazione di secondo grado si ottiene:

$$R_1 \ll 156\Omega$$

h) Il rapporto segnale rumore può essere facilmente calcolato all'uscita dell'operazionale come:

$$SNR = \frac{\frac{V_{IN}^2}{2} G^2}{P_{nV_{OUT}}} = \frac{\frac{V_{IN}^2}{2} G^2}{E_n^2 G \frac{\pi}{2} GBWP} = \frac{V_{IN}^2 G}{E_n^2 \pi \cdot GBWP}$$

Il rapporto segnale rumore è quindi maggiore nel caso di guadagno massimo. Nel caso di segnale in ingresso di 100 μ V vale rispettivamente 20.9dB (per $G=G_{MAX}$) e 10.9dB (per $G=G_{MIN}$).

i) La corrente che l'operazionale deve essere in grado di erogare è pari a:

$$I_{OUT} > \frac{V_{OUT}}{R_L} + \frac{V_{OUT}}{GR_1}$$

Deve cioè essere:

$$I_{OUT} > \frac{V_{IN} G}{R_L} + \frac{V_{IN} G}{GR_1} = \frac{V_{IN} G}{R_L} + \frac{V_{IN}}{R_1}$$

Il caso pessimo è chiaramente per $G=G_{MAX}$ e per il segnale d'ingresso ad ampiezza massima (100mV, come da testo). Essendo la corrente massima erogabile dall'operazionale pari a 90mA e 20mA la corrente "tirata" dal carico in queste condizioni, si ottiene che la resistenza R_1 minima è di 1.4 Ω .

j) Per $G=10$ la banda della configurazione è di 20MHz, cui corrisponde una costante di tempo di

$$\tau = \frac{1}{2\pi BW} = 7.95nsec.$$

Il tempo di salita, nel caso di sistema a singolo polo, vale 2.2 volte la costante di tempo. In questo caso il tempo di salita è di 17.5nsec. Chiaramente questo risultato vale nell'approssimazione di piccolo segnale e che quindi il sistema non entri mai in regime di slew-rate.

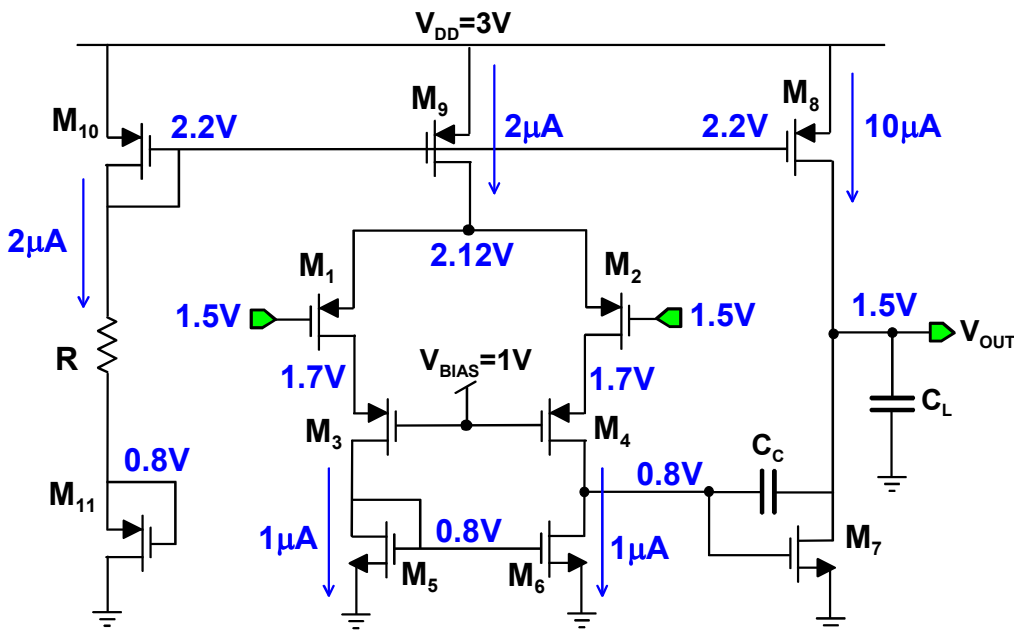
2. ELETTRONICA ANALOGICA INTEGRATA

a) La polarizzazione può essere ricavata partendo dal ramo di riferimento costituito da M_{11} - M_{10} e dalla resistenza R . I due MOS hanno la stessa V_{GS} in modulo, per cui:

$$\frac{V_{DD} - 2|V_{GS}|}{R} = \frac{1}{2} \mu_N C'_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_{11} (V_{GS} - V_T)^2$$

che risulta porta a determinare $V_{GS} = 800mV$, $I = 2\mu A$

La polarizzazione completa è mostrata in figura.



b) La resistenza R_A è il parallelo di due contributi, R_{D6} e R_{D4} .

R_{D6} è la resistenza d'uscita del MOS M_4 :

$$R_{D6} = \frac{V_A \cdot \frac{40\mu m}{0.35\mu m}}{1\mu A} = 800M\Omega$$

essendo V_A la tensione di Early corrispondente alla lunghezza minima di canale.

R_{D4} è la resistenza vista nel drain di M_4 . Si osservi che per il calcolo di tale resistenza, come nel caso del calcolo della resistenza d'uscita di un differenziale con carico a specchio, occorre tenere presente della reazione generata dallo specchio.

$$\begin{cases} R_{D4}^{(0)} \cong g_{m4} r_{o4} R_{D2} \\ G_{LOOP} \cong -1 \end{cases}$$

La resistenza R_{D2} è pari a $2r_{o2}$ essendo a quella d'uscita di un MOS degenerato da un'impedenza pari a $1/g_{m1}$. Risulta quindi:

$$R_{D4} = \frac{R_{D4}^{(0)}}{1 - G_{LOOP}} \cong g_{m4} r_{04} r_{02} = 1.4 G\Omega$$

In definitiva la resistenza R_A è:

$$R_A = r_{06} // g_{m4} r_{04} r_{02} = 509.1 M\Omega .$$

c) Il guadagno V_A/V_{diff} è:

$$\left| \frac{V_A}{V_{diff}} \right| = g_{m1} R_A = 50900 = 94.1 dB$$

Lo stadio finale è un classico source a massa con guadagno (invertente):

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_A} \right| = g_{m7} \frac{r_{07}}{2} = 50 = 33.98 dB$$

Il guadagno complessivo risulta:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{diff}} = g_{m1} R_A g_{m7} \frac{r_{07}}{2} = 2.545 \cdot 10^6 = 128.1 dB$$

d) Il polo dominante dell'operazionale è fissato dalla capacità di compensazione che si riporta all'uscita del primo stadio amplificata del guadagno del source a massa.

$$f_{pL} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_C (1 - G_2) R_A} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_C \left(1 + \frac{g_{m7} r_{07}}{2} \right) R_A} \cong 2 Hz$$

e) Il prodotto guadagno-banda risulta:

$$GBWP = G \cdot f_{pL} = g_{m1} R_A g_{m7} R_{OUT} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_C (1 + g_{m7} R_{OUT}) R_A} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m1}}{C_C} = 5.3 MHz$$

Lo slew-rate è invece fissato dalla corrente massima erogabile dal primo stadio e dalla capacità di compensazione.

$$SR = \frac{2I_1}{C_C} = 0.667 \frac{V}{\mu sec}$$

f) Il secondo polo dell'operazionale è fissato dalla capacità di carico.

$$f_{p2} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m7}}{C_L + C_A} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m7}}{C_L} = 15.92 MHz$$

Lo zero è invece fissato dal cammino diretto tra nodo d'uscita del primo stadio e uscita dovuto alla capacità di compensazione. Si tratta di uno zero destro:

$$f_z = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m2}}{C_C} = 5.3 MHz$$

Per “eliminare” lo zero destro e spostarlo a frequenza infinita occorre aggiungere in serie alla capacità di compensazione C_C una resistenza R_C pari a:

$$R_C = \frac{1}{g_{m2}} = 10k\Omega$$

g) La dinamica di modo comune è limitata verso l’alto dalla saturazione di M_9 e verso il basso dalla saturazione degli stessi transistor d’ingresso, M_1/M_2 .

$$\begin{cases} V_{CM_{high}} = V_{DD} - V_{OV9} - V_{GS1} = 2.18V \\ V_{CM_{low}} = V_{BIAS} + V_{GS3} - V_T = 1.1V \end{cases}$$

h) La densità spettrale di rumore d’ingresso è:

$$\overline{E_n^2} = 2 \cdot \left(\frac{4kT\gamma}{g_{m1}} + \frac{4kT\gamma g_{m5}}{g_{m1}^2} \right) = 2 \cdot \frac{4kT\gamma}{g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m5}}{g_{m1}} \right)$$

In questo caso, essendo $g_{m5} \ll g_{m1}$, risulta:

$$\overline{E_n^2} \cong \frac{8kT\gamma}{g_{m1}} = \left(14.6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right)^2$$

i) Il cascode serve per aumentare la resistenza vista verso l’alto all’uscita del primo stadio. Ciò non sarebbe stato possibile aumentando la lunghezza dei transistor M_1/M_2 perché questi MOS devono avere transconduttanza molto maggiore di quella dei transistor dello specchio per minimizzare il rumore riferito all’ingresso.

Ne consegue che per avere la stessa resistenza d’uscita, in assenza di cascode, la lunghezza dei MOS d’ingresso deve essere di circa $40\mu m$, come per i MOS M_5-M_6 . Inoltre, per mantenere inalterata la transconduttanza e il rapporto g_{m1}/g_{m5} dal quale dipende il rumore riferito all’ingresso, i transistor M_1/M_2 dovrebbero avere $W=8000\mu m$, cioè 8mm!

j) Il GBWP può essere modificato agendo sulla transconduttanza dei transistor d’ingresso. In particolare, per non modificare il consumo di corrente, è possibile agire sul rapporto di forma dei MOS. Non è invece possibile modificare la capacità di compensazione, pena la modifica dello slew-rate.

Per raddoppiare il GBWP è necessario quadruplicare il W/L dei transistor d’ingresso.

$$\left(\frac{W}{L} \right)_1 = \left(\frac{W}{L} \right)_2 = \frac{400}{0.5}$$

Il massimo GBWP ottenibile pur mantenendo l’operazionale compensato internamente è pari alla frequenza del secondo polo, cioè:

$$GBWP = f_{p2} \cong 15.92MHz.$$