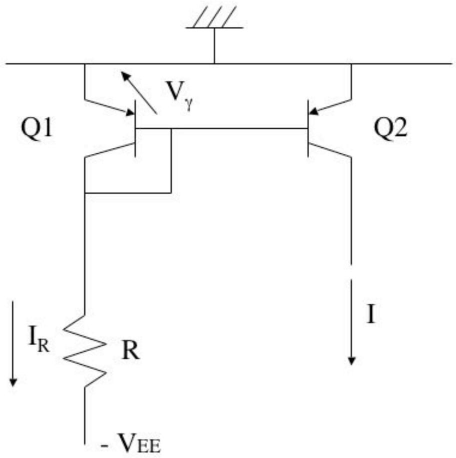
Negli esercizi, ove necessario e salvo indicazioni contrarie, si consideri che i circuiti operino a temperatura ambiente, che gli OP-AMP siano ideali e lavorino in c.c. virtuale. Si utilizzi V_γ = 0.7 V per le giunzioni p-n in diretta.

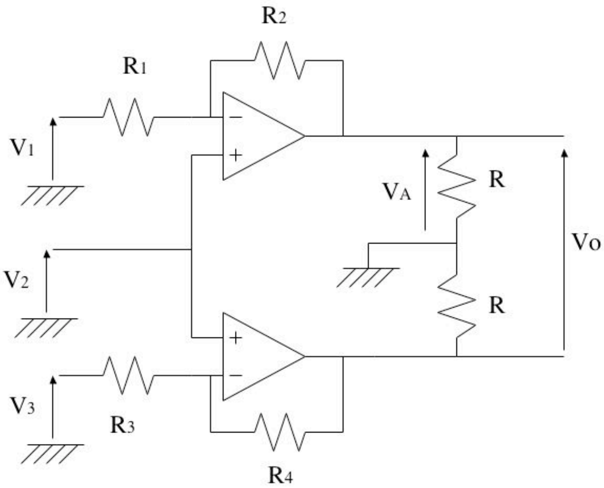
1) Nello specchio di corrente in figura si vuole ottenere I = 100 μA. Se il rapporto tra le aree dei transistor Q1 e Q2 può essere al massimo Area(Q1)/Area(Q2) = 10, determinare il valore minimo possibile per la resistenza R.
Altri dati: V_{EE} = 3.5 V; $\beta_1 = \beta_2 = 8$.



Il valore minimo della resistenza R corrisponde al valore massimo della corrente sul ramo di sinistra dello specchio, per cui utilizzeremo il massimo rapporto tra le aree permesso (Area(Q1)/Area(Q2) = 10). Quindi, se deve essere I = 100 μA, la corrente di collettore di Q1 sarà 10 x I = 1 mA. Poiché i BJT pnp hanno in questo caso un guadagno di corrente molto basso, occorre considerare anche le rispettive correnti di base. Quindi la corrente sulla resistenza R sarà:

$I_R = 10^{-3} + \frac{10^{-3}}{8} + \frac{10^{-4}}{8} = 1.137\text{mA}$. Quindi: $R = \frac{-V_\gamma + V_{EE}}{I_R} = \frac{-0.7+3.5}{1.137 \cdot 10^{-3}} = 2.46\text{k}\Omega$.

2) Supponendo che i segnali di ingresso siano sinusoidali, che abbiano la stessa frequenza e fase, e che le ampiezze siano V_{1M} = 1 V, V_{2M} = 2 V, V_{3M} = 3V, determinare l'ampiezza della tensione di uscita V_O.
Altri dati: R_1 = 1 kΩ, R_2 = 2 kΩ, R_3 = 3 kΩ, R_4 = 4 kΩ, R = 50 Ω.

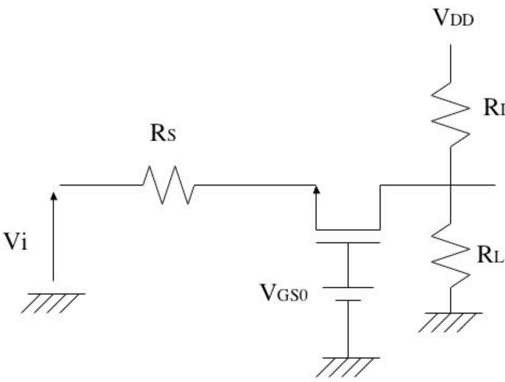


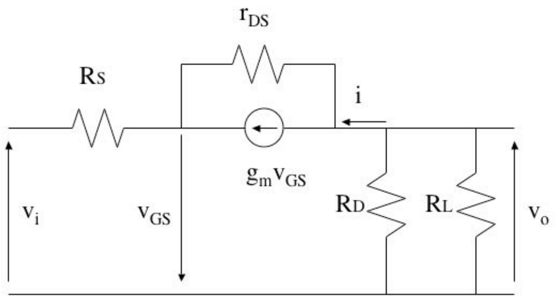
Utilizziamo il principio di sovrapposizione degli effetti. Quando V_2 = 0, la tensione di uscita dell'operazionale in alto vale $V_A = - R_2/R_1 \times V_1$, mentre, se V_1 = 0, si ha $V_A = (1 + R_2/R_1) \times V_1$. Ragionando nello stesso modo per la tensione di uscita dell'operazionale in basso, si ottiene infine:

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_2 - \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_2 + \frac{R_4}{R_3} \cdot V_3 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_2 + \frac{R_4}{R_3} \cdot V_3.$$

Quindi l'ampiezza di V_O vale: $V_{OM} = -2V_{1M} + \left(2 - \frac{4}{3}\right)V_{2M} + \frac{4}{3}V_{3M} = -2 + \frac{4}{3} + 4 = 3.33\text{V}$.

3) Calcolare il guadagno di tensione v_o/v_i.
Dati: $R_D = R_L = 1\ k\Omega$, $R_S = 100\ \Omega$, $g_m = 5\ mS$, $r_{DS} = 1\ k\Omega$.





Dall'analisi del circuito equivalente alle variazioni si ottengono le seguenti relazioni:

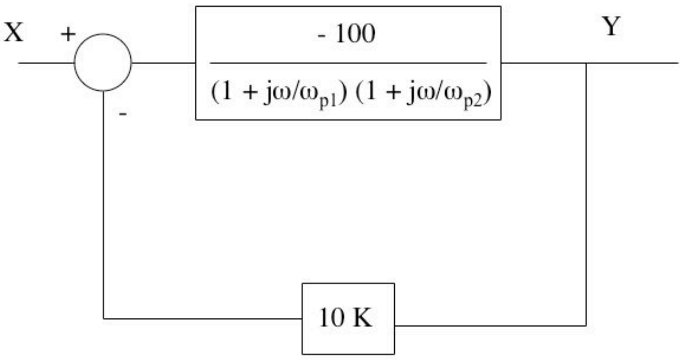
$$v_o = -R_D // R_L \cdot i\ ; \quad i = g_m \cdot v_{GS} + \frac{v_o + v_{GS}}{r_{DS}}\ ; \quad i = -\frac{v_i + v_{GS}}{R_S}\ .$$

Risolvendo il sistema si ottiene:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_P \cdot (g_m \cdot r_{DS} + 1)}{R_S \cdot (g_m \cdot r_{DS} + 1) + r_{DS} + R_P} = 1.43$$

, dove $R_P = R_D//R_L = R_DR_L/(R_D+R_L) = 500\ \Omega$.

4) Sapendo che K è un numero reale positivo, determinare il minimo valore di K per cui la retroazione è negativa per $\omega < 10^4$ rad/s.
Dati: $\omega_{p1} = 2x10^3$ rad/s, $\omega_{p2} = 10^5$ rad/s.



$$\left|1 + H_d \cdot H_r\right| = \left|1 + \frac{-10^3 \cdot K}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)}\right| = \left|\frac{1 - 10^3 \cdot K - \frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}} + j\omega \cdot \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}} + j\omega \cdot \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)}\right|.$$

Pertanto, perché sia $|1 + H_dH_r| > 1$, occorre che sia:

$$\left(1 - 10^3 \cdot K - \frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}}\right)^2 > \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}}\right)^2 \Rightarrow K \cdot \left(10^3 \cdot K + 2\frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}} - 2\right) > 0\ ,$$

e, siccome $K > 0$:

$$K > 2 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}}\right).$$

Poiché la retroazione deve essere negativa per $\omega < 10^4$ rad/s, dovrà essere:

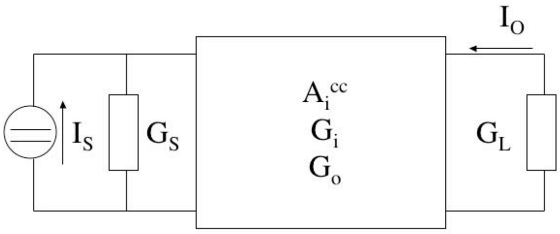
$$K > 2 \cdot 10^{-3}.$$

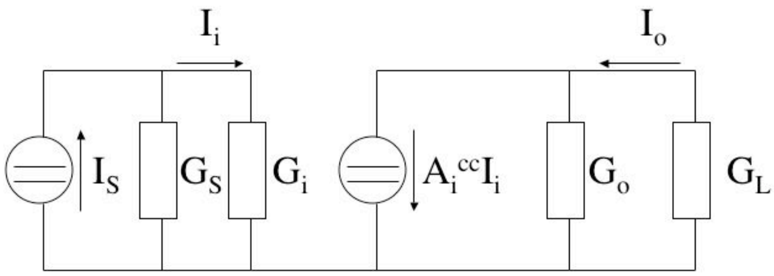
5) Un bipolo non lineare è definito dalla relazione $I_D = 3\ V_D - 1/2\ V_D^2 + \sinh(V_D/2)$, dove V_D è espressa in V e I_D è espressa in mA. Si determini la resistenza differenziale del bipolo per $V_D = 2$ V.

$$\left(\frac{dI_D}{dV_D}\right)_{V_D=2V} = \left(3 - V_D + \frac{1}{2}\cdot\cosh\left(\frac{V_D}{2}\right)\right)_{V_D=2V} = 3 - 2 + \frac{1}{2}\cdot\cosh(1) = 1.77\text{mS}$$, e quindi $r_D = (1.77\ \text{mS})^{-1} = 564\ \Omega$.

Nota: $\dfrac{d(\sinh(x))}{dx} = \dfrac{d\left(\dfrac{e^x - e^{-x}}{2}\right)}{dx} = \dfrac{e^x + e^{-x}}{2} = \cosh(x).$

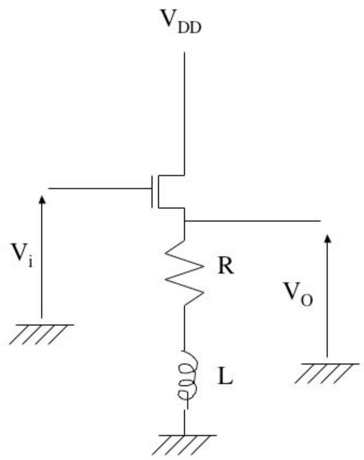
6) L'amplificatore di corrente ha guadagno $A_i^{cc} = 20$, conduttanza di ingresso $G_i = 5\text{x}10^{-2}$ S, conduttanza di uscita $G_o = 2\text{x}10^{-2}$ S. Determinare il guadagno I_o/I_s.
Altri dati: $G_S = 2\text{x}10^{-2}$ S, $G_L = 8\text{x}10^{-2}$ S.

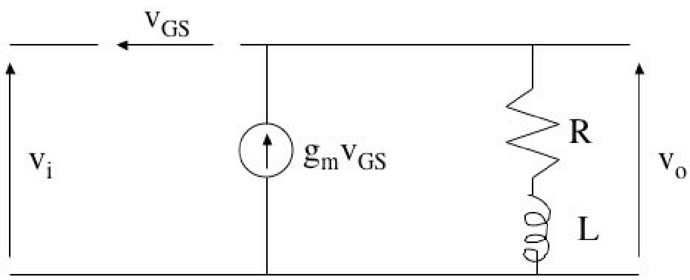




$$I_o = A_i^{cc}\cdot I_i\cdot\frac{G_L}{G_o + G_L}\ ;\ I_i = I_S\cdot\frac{G_i}{G_i + G_S} \Rightarrow \frac{I_o}{I_S} = A_i^{cc}\cdot\frac{G_i}{G_i + G_S}\cdot\frac{G_L}{G_o + G_L} = 20\cdot\frac{5}{5+2}\cdot\frac{8}{2+8} = 11.4$$

7) Se v_i è un segnale sinusoidale di frequenza f = 10 GHz, si determini lo sfasamento della tensione di uscita v_o rispetto a v_i.
Altri dati: R = 50 Ω, L = 1 nH, $g_m = 0.1$ S.

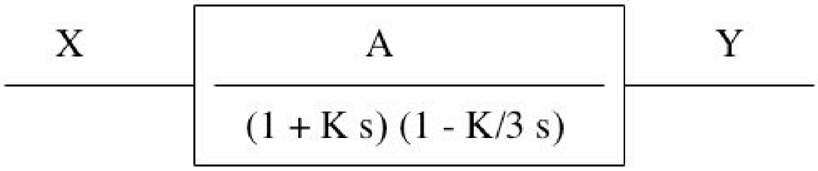




Il guadagno dell'amplificatore è:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m\cdot(R + j\cdot 2\pi fL)}{1 + g_m\cdot(R + j\cdot 2\pi fL)} \Rightarrow \arg\left(\frac{v_o}{v_i}\right) = \arctan\left(\frac{2\pi fL}{R}\right) - \arctan\left(\frac{2\pi fL\cdot g_m}{1 + g_m\cdot R}\right) = 51.5° - 46.3° = 5.2°$$

8) Sapendo che K è un numero reale, valutare la stabilità del sistema.



I poli del sistema sono $p_1 = -1/K$ e $p_2 = 3/K$. Poiché K è reale, entrambi i poli sono reali, ed uno dei due è sicuramente positivo, per cui il sistema è instabile.