Traccia della soluzione dell'esame del 14-4-2008

1) Innanzitutto, tenendo conto che le V_{BE} (V_{EB}) sono dell'ordine di 0.6-0.8 V, segue immediatamente che tutti i transistori operano in regione normale. Quindi, tenendo conto che Q_2 e Q_3 formano uno specchio di corrente di tipo sorgente,

$$V_{u0} = V_{BE4} + V_{BE5} = 2V_T \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_S}\frac{\beta_{Fn}}{\beta_{Fn}+1}\right) = 2V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\frac{\beta_{Fp}}{\beta_{Fp}+2}\frac{\beta_{Fn}}{\beta_{Fn}+1}\right) =$$

$$= 2V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) + 2V_T \ln\left(\frac{\beta_{Fp}}{\beta_{Fp}+2}\frac{\beta_{Fn}}{\beta_{Fn}+1}\right) = 2V_{i0} + 2V_T \ln\left(\frac{\beta_{Fp}}{\beta_{Fp}+2}\frac{\beta_{Fn}}{\beta_{Fn}+1}\right) = 1.4 - 0.06 = 1.34V.$$

2) Abbiamo due stadi elementari in cascata: il primo ad EC formato da Q_1, il secondo ad EC formato da Q_3. Il carico del primo stadio è dato dalla resistenza di Q2 connesso a diodo in parallelo con la resistenza d'ingresso di Q3, per un totale pari a $r_{BE2}/(\beta_{0p}+2)$ (si tenga conto che $r_{BE2} = r_{BE3}$), in parallelo ancora con la capacità; il carico del secondo stadio è dato dalla serie delle resistenze di Q_4 e Q_5 connessi a diodo, cioè $2r_{BE4}/(\beta_{0n}+1)$. Complessivamente si ha: $A_{VCA}(s) = \frac{-\beta_{0n}}{r_{BE1}}\left[\frac{r_{BE2}}{\beta_{0p}+2} \,||\, \frac{1}{sC}\right]\frac{-\beta_{0p}}{r_{BE2}}\frac{2r_{BE4}}{\beta_{0n}+1}$.

Non ci sono zeri, mentre c'è un polo pari a $p = \frac{-(\beta_{0p}+2)}{r_{BE2}C} \cong -58$ Mrad/s, ove si è calcolato $r_{BE2} = \frac{\beta_{0p}V_T}{I_{C2}} \cong 52\,\Omega$ ed $I_{C2} = 0.482$ mA dalle equazioni valide a riposo del punto precedente.

3) $A_{VCA}(0) = \frac{\beta_{0n}}{r_{BE1}}\frac{\beta_{0p}}{\beta_{0p}+2}\frac{2r_{BE4}}{\beta_{0n}+1}$. Tenendo conto delle relazioni tra I_{C4} ed I_{C3} e tra I_{C3} ed I_{C1} già utilizzate al punto 1, si ha $r_{BE4} = r_{BE1}\frac{\beta_{0p}+2}{\beta_{0p}}\frac{\beta_{0n}+1}{\beta_{0n}}$, che sostituita nell'espressione del guadagno statico dà $A_{VCA}(0) = 2$ indipendente dal punto di riposo (ammesso, ovviamente, che i transistori siano in regione normale).

Allo stesso risultato si può giungere più rapidamente differenziando la relazione tra V_u e V_i ricavata al punto 1: $A_{VCA}(0) = \frac{dV_u}{dV_i} = 2$.

4) La resistenza d'uscita è data dal parallelo di $2r_{BE4}/(\beta_{0n}+1)$ con la resistenza d'uscita del secondo stadio ad EC, che è infinita con il modello a 2 parametri. Quindi $R_u = 2r_{BE4}/(\beta_{0n}+1)$.

5) Si ha a riposo $V^- = V_u\frac{R_3}{R_3+R_2}$, $V^+ = V_i = 0$, da cui $V_d = -V_u\frac{R_3}{R_3+R_2}$, che interseca la caratteristica statica dell'opamp ideale nell'origine. Quindi si ha un solo punto di riposo con l'opamp in AG e $V_d = V_u = 0$.

6) Si ha a riposo $V^- = V_u\frac{R_3}{R_3+R_2}$, $V^+ = V_u$, da cui $V_d = V_u\frac{R_2}{R_3+R_2}$, che è una retta con pendenza positiva che interseca la caratteristica statica dell'opamp ideale in tre punti. Quindi si hanno tre punti di riposo, uno in AG, il secondo in saturazione positiva, il terzo in saturazione negativa.

7) Nell'intorno di un qualunque punto di riposo con l'opamp in AG si ha $V_d = \frac{V_u}{A_d(s)} = V_i - V_u\frac{R_3}{R_3+R_2}$ (i simboli delle tensioni indicano le trasformate di Laplace dei piccoli segnali), da cui

$A_V(s) = \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{A_d} + \frac{R_3}{R_3 + R_2}}$. L'impedenza d'ingresso si ottiene da: $Z_i(s) = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i R_1}{V_i - V_u} = \frac{R_1}{1 - A_V}$, in cui A_v è dato dall'espressione precedente.