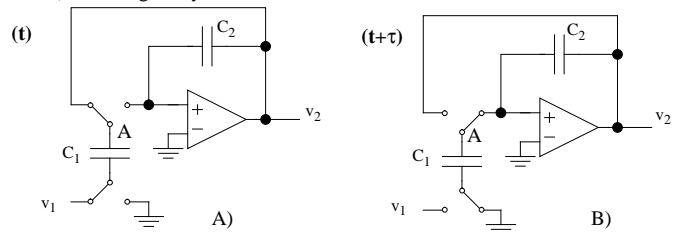


1. a) Laddningsanalys



1. Switch enl. A: (t)

$$q_1(t) = C_1(v_1(t) - v_2(t)) ; q_2(t) = C_2 v_2(t)$$

2. Switch enl. B: (t+tau)

$$q_1(t + \tau) = 0 ; q_2(t + \tau) = C_2 v_2(t + \tau)$$

Laddningen bevaras:

$$q_1(t + \tau) + q_2(t + \tau) = q_2(t) + q_1(t)$$

Detta ger:

$$C_2 v_2(t + \tau) = C_1(v_1(t) - v_2(t)) + C_2 v_2(t)$$

3. Switch enl. A: (t+2tau)

$$q_1(t + 2\tau) = C_1(v_1(t + 2\tau) - v_2(t + 2\tau)) ; q_2(t + 2\tau) = C_2 v_2(t + 2\tau)$$

Laddningen på C2 bevaras:

$$q_2(t + 2\tau) = q_2(t + \tau) \Rightarrow v_2(t + 2\tau) = v_2(t + \tau)$$

Vi får då:

$$v_2(t + 2\tau) = \frac{C_1 v_1(t) + (C_2 - C_1) v_2(t)}{C_2}$$

b) Sätt: $t + 2\tau = kT$; $2\tau = T$ vilket ger:

$$v_2(kT) = \frac{C_1 v_1(kT - T) + (C_2 - C_1) v_2(kT - T)}{C_2}$$

Z-transformera:

$$V_2(z) = \frac{C_1 z^{-1} V_1(z) + (C_2 - C_1) z^{-1} V_2(z)}{C_2}$$

Detta ger:

$$V_2(z) = \frac{(C_1/C_2) z^{-1} V_1(z)}{1 - ((C_2 - C_1)/C_2) z^{-1}} = \frac{(C_1/C_2) V_1(z)}{z - ((C_2 - C_1)/C_2)}$$

c) Integratorn är parasitkänslig ty switchen på OP:ns ingång switchas mellan utgången och virtuell jord. Detta medför att parasitkapacitansen i ena klockfasen laddas upp till utspänningen för att i nästa klockfas överföra sin laddning till C2. Överföringens funktionen ändras således av parasitkapacitansen.

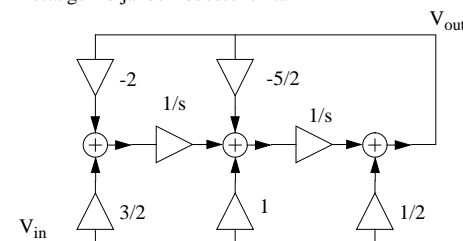
$$2. H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 + 2s + 3}{2s^2 + 5s + 4} \Rightarrow$$

$$2s^2 V_{out}(s) = -(5s + 4) V_{out}(s) + (s^2 + 2s + 3) V_{in}(s) \Rightarrow$$

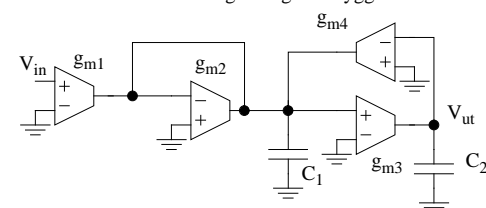
$$V_{out}(s) = -\left(\frac{5}{2s} + \frac{2}{s^2}\right) V_{out}(s) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{s} + \frac{3}{2s^2}\right) V_{in}(s) \Rightarrow$$

$$V_{out}(s) = \frac{V_{in}(s)}{2} + \frac{V_{in}(s) - (5/2)V_{out}(s) + (3/2)V_{in}(s) - 2V_{out}(s)}{s}$$

Detta ger följande flödesschema:



3. Nedan visas en realisering med gm-C byggblock.



Komponentvärden kan bestämmas mha följand samband.

$$\frac{g_{m1}}{C_1} = K_1, \frac{g_{m2}}{C_1} = K_3, \frac{g_{m3}}{C_2} = K_5 \text{ och } \frac{g_{m4}}{C_1} = K_2$$

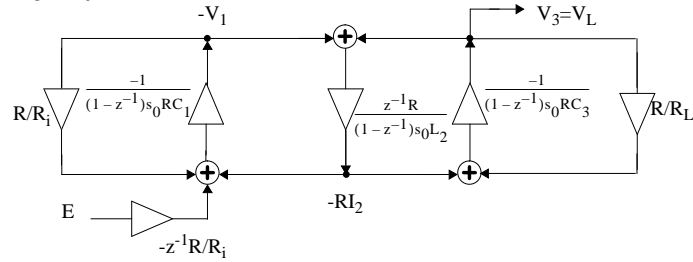
4. För LDI-transformen gäller $s = s_0 \frac{z-1}{z^{1/2}}$ och $\omega_a = 2s_0 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$. Beräkna värdet av s_0

$$s_0 = \frac{\omega_{ac}}{2 \sin\left(\frac{\omega_c T}{2}\right)} = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{2\pi \cdot 0.5k}{2 \cdot 100k}\right)} = 31.83 \text{ rad/s} \quad (1)$$

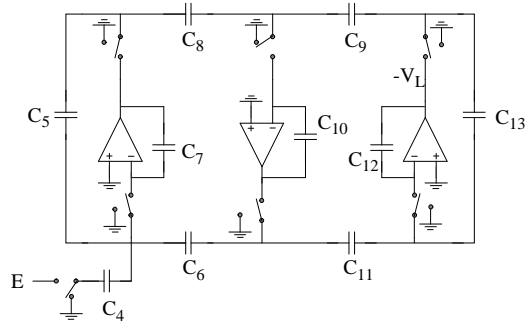
Kompensera för $z^{-1/2}$ i yttre grenarna:

$$C_1' = C_3' = C_1 - \frac{1}{2s_0 R_i} = 0.9843F$$

Detta ger följande flödesschema:



vilket ger följande realisering:



$$R = R_i = R_L = 1 \Rightarrow \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_5}{C_7} = \frac{C_6}{C_7} = \frac{C_{11}}{C_{12}} = \frac{C_{13}}{C_{12}} = \frac{1}{s_0 C_1'} = 0.0319$$

$$\frac{C_8}{C_{10}} = \frac{C_9}{C_{10}} = \frac{1}{s_0 L_2} = 0.0157$$

5.

a) Den dominerande polen bestäms av $|p_1| = \frac{1}{r_{ds}C}$

b) För att beräkna brus-effekten: Sätt $V_{in} = 0$. Total spektral-täthet på utgången ges av $S_{ut}(f) = |H(f)|^2 S_i(f)$ där $S_i(f)$ är spektral-tätheten för transistorns brusström på utgången. Vi har

$$S_i(f) = \frac{8kT}{3} g_m \text{ och } H(s) = \frac{V_{out}(s)}{I_{noise}(s)} = \frac{r_{ds}}{1 + r_{ds}Cs}$$

vilket get

$$S_{ut}(f) = \frac{8kT}{3} g_m r_{ds}^2 \frac{1}{1 + (r_{ds}C\omega)^2}$$

Brusbandbredden blir alltså

$$f_n = \frac{1}{4r_{ds}C}$$

vilket ger den totala brus-effekten

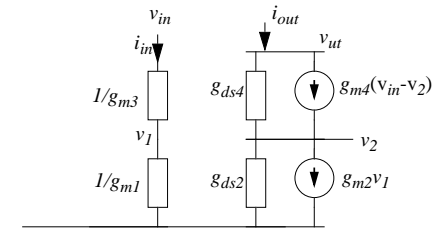
$$\overline{v_{ut}^2} = \frac{8kT}{3} g_m r_{ds}^2 f_n = \frac{2kT g_m r_{ds}}{3 C}$$

c) Dubbelt så stor C ger halverad brus effekt. Detta halverar också bandbredden.

6.

a) Inresistansen för en bra strömspegel ska vara liten och utresistansen ska vara stor.

b) Småsignalschema:



För samtliga transistorer gäller:

$$g_m = \sqrt{2\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \cdot 92 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{50}{1} \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 9.6 \cdot 10^{-4}$$

$$r_{ds} = K_\lambda \frac{L}{I_D} = 8000 \cdot \frac{1}{0.1} = 80k\Omega$$

$$r_{in} = \left. \frac{v_{in}}{i_{in}} \right|_{i_{out}=0} \approx \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m3}} = \frac{2}{g_{m1}} = 2k\Omega$$

Utresistans : $i_{in} = 0 \Rightarrow v_{in} = 0$:

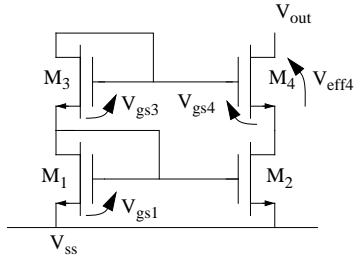
$$v_2: \quad v_2 g_{ds2} = (v_{ut} - v_2) g_{ds4} + g_{m4}(v_{in} - v_2)$$

$$v_{ut}: \quad i_{out} = (v_{ut} - v_2) g_{ds4} + g_{m4}(v_{in} - v_2)$$

Detta ger:

$$r_{ut} = \left. \frac{v_{ut}}{i_{out}} \right|_{i_{in}=0} \approx r_{ds2} r_{ds4} g_{m4} = 6.1M\Omega$$

c)



Alla transistorer mättade:

$$V_{out, min} = V_{ss} + V_{gs1} + V_{gs3} - V_{gs4} + V_{eff}$$

Antag $V_{ss} = 0$ att alla V_{gs} är lika

$$V_{out, min} = 2V_{gs} - V_t$$

$$V_{gs} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} + V_t = \sqrt{\frac{2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{(92 \cdot 10^{-6}) \cdot 50}} + 0.8 = 1V$$

$$V_{out, min} = 2 - 0.8 = 1.2V$$

7.

a) Unity-Gain frekvensen ges av

$$\omega_u = \frac{g_{m1}}{C_c} = \frac{\sqrt{2\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} I_D}}{C_c} = \frac{\sqrt{2 \cdot 92 \cdot 10^{-6} \frac{50}{1} \cdot 50 \cdot 10^{-6}}}{5pF} = 2\pi \cdot 21 \text{ MHz}$$

b) Sambandet ges av:

$$\omega_{-3dB} = \beta \cdot \omega_u = \frac{1}{2} \cdot 2\pi \cdot 21 \cdot 10^6 = 2\pi \cdot 10 \text{ MHz}$$

c) Enl. ovan kan vi ändra g_{m1} eller C_c . Slew rate bestäms av

$$SR = \frac{I_{M5}}{C_c} \text{ eller } SR = \frac{I_{M7}}{C_c + C_L}$$

I detta fall är båda lika stora. För att undvika en förändring i SR ökar vi $g_{m1} = g_{m2}$ med en faktor 2 utan att ändra strömmen. Eftersom

$$g_{m1} = \sqrt{2\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

måste W/L göras 4 gånger större, dvs $W/L = 200\mu m / 1\mu m$ för M_1 och M_2 .

d) Förstärkningen ges av

$$A_0 = g_{m1} g_{m6} r_{ut1} r_{ut2}$$

Alltså ökar förstärkningen med en faktor 2. Eftersom polernas placering inte ändras av om-designen kommer fasmarginalen att försämrans eftersom unity-gain frekvensen kommer närmare p_2 .

8. Sambandet mellan förstärkning och dominerande polfrekvens för en OP ges av

$$A_0 |p_1| = \omega_u$$

För en given unity-gain frekvens får man en liten bandbredd om förstärkningen är stor.

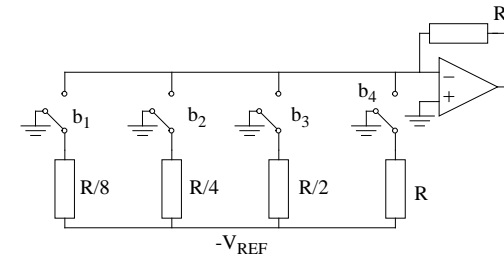
OP:n som komparator är således inte bra eftersom den blir långsam

Ett bättre sätt är att använda kaskadkopplade komparatorer med låg förstärkning eller en latch med positiv återkoppling.

9. Flash: hög hastighet / låg upplösning

Översamplad: låg hastighet / hög upplösning

10. a) se nedan



b) Glitcharnas storlek minskas