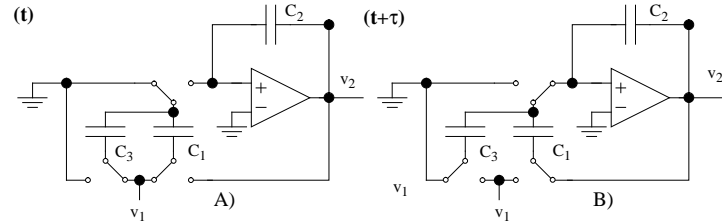


1. a) Laddningsanalys



1. Switch enl. A: (t)

$$q_1(t) = C_1 v_1(t); q_2(t) = C_2 v_2(t); q_3(t) = C_3 v_1(t)$$

2. Switch enl. B: (t+τ)

$$q_1(t + \tau) = C_1 v_2(t + \tau); q_2(t + \tau) = C_2 v_2(t + \tau); q_3(t + \tau) = 0$$

Laddningen bevaras:

$$q_1(t + \tau) + q_2(t + \tau) + q_3(t + \tau) = q_1(t) + q_2(t) + q_3(t)$$

Detta ger:

$$(C_2 + C_1)v_2(t + \tau) = (C_1 + C_3)v_1(t) + C_2 v_2(t)$$

3. Switch enl. A: (t+2τ)

$$q_1(t + 2\tau) = C_1 v_1(t + 2\tau); q_2(t + 2\tau) = C_2 v_2(t + 2\tau); q_3(t + 2\tau) = C_3 v_1(t + 2\tau)$$

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:

$$v_2(t + 2\tau) = \frac{(C_1 + C_3)v_1(t) + C_2 v_2(t)}{C_2 + C_1}$$

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

$$v_2(kT) = \frac{(C_1 + C_3)v_1(kT - T) + C_2 v_2(kT - T)}{C_2 + C_1}$$

Z-transformera:

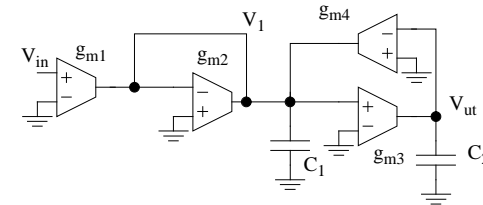
$$V_2(z) = \frac{(C_1 + C_3)z^{-1}V_1(z) + C_2 z^{-1}V_2(z)}{C_2 + C_1}$$

Detta ger:

$$V_2(z) = \frac{((C_1 + C_3)/(C_2 + C_1))z^{-1}V_1(z)}{1 - (C_2/(C_2 + C_1))z^{-1}} = \frac{(C_1 + C_3)V_1(z)}{(C_2 + C_1)(z - C_2/(C_2 + C_1))}$$

c) Integratorn är parasitokänslig ty switchen på OP:ns ingång switchas mellan jord och virtuell jord. Detta medför att laddningen på parasitkapacitansen aldrig ändras och således påverkas ej heller överföringsfunktionen.

2.



Vi får följande nodekvationer för filteret

$$V_{in}g_{m1} - V_1g_{m2} - V_{out}g_{m4} - V_1sC_1 = 0$$

$$V_1g_{m3} - V_{out}sC_2 = 0$$

Detta ger

$$H(s) = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m3}g_{m4} + C_2g_{m2}s + C_1C_2s^2}$$

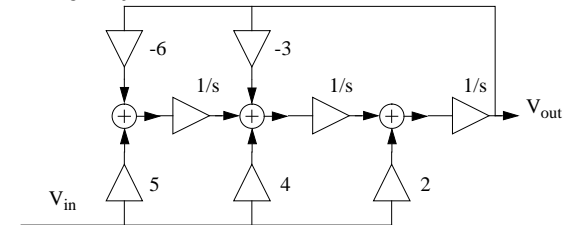
3. $H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{4s^2 + 8s + 10}{2s^3 + 6s + 12} \Rightarrow$

$$2s^3V_{out}(s) = -(6s + 12)V_{out}(s) + (4s^2 + 8s + 10)V_{in}(s) \Rightarrow$$

$$V_{out}(s) = -\left(\frac{3}{s^2} + \frac{6}{s^3}\right)V_{out}(s) + \left(\frac{2}{s} + \frac{4}{s^2} + \frac{5}{s^3}\right)V_{in}(s) \Rightarrow$$

$$V_{out}(s) = \frac{4V_{in}(s) - 3V_{out}(s) + \frac{5V_{in}(s) - 6V_{out}(s)}{s}}{2V_{in}(s) + \frac{5V_{in}(s) - 6V_{out}(s)}{s}}$$

Detta ger följande flödesschema:



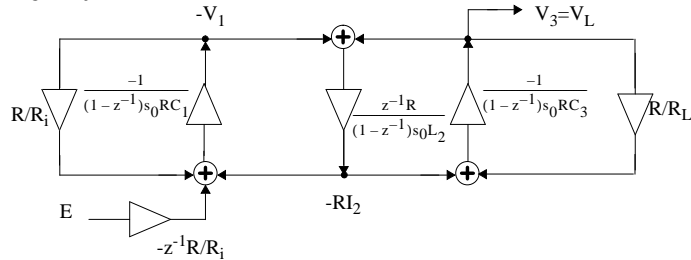
4. För LDI-transformen gäller $s = s_0 \frac{z-1}{z^{1/2}}$ och $\omega_a = 2s_0 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$. Beräkna värdet av s_0

$$s_0 = \frac{\omega_{ac}}{2 \sin\left(\frac{\omega_c T}{2}\right)} = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{2\pi \cdot 0.5k}{2}\right)} = 159.2 \text{ rad/s}$$

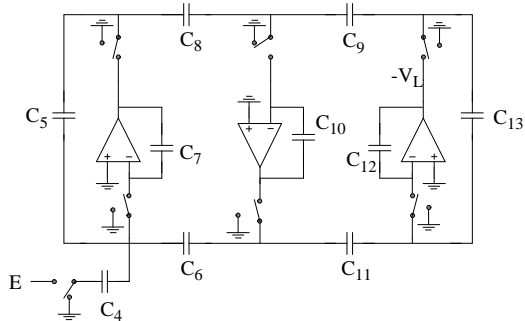
Kompensera för $z^{-1/2}$ i yttre grenarna:

$$C_1' = C_3' = C_1 - \frac{1}{2s_0 R_i} = 0.9969F$$

Detta ger följande flödesschema:



vilket ger följande realisering:



$$R = R_i = R_L = 1 \Rightarrow \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_5}{C_7} = \frac{C_6}{C_7} = \frac{C_{11}}{C_{12}} = \frac{C_{13}}{C_{12}} = \frac{1}{s_0 C_1'} = 0.006303$$

$$\frac{C_8}{C_{10}} = \frac{C_9}{C_{10}} = \frac{1}{s_0 L_2} = 0.003141$$

5.

a) Den dominerande polen bestäms av $|p_1| = \frac{g_m + g_{ds}}{C} \approx \frac{g_m}{C}$

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 transistorens brusström på utgång-

en. Vi har

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

vilket ger

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

Brusbandbredden blir alltså

$$f_n = \frac{1}{4C/g_m}$$

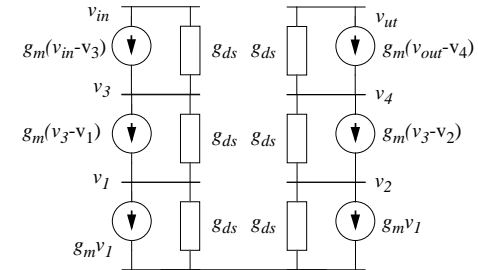
vilket ger den totala brus-effekten

$$\overline{v_{ut}^2} = \frac{8kT}{3} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot f_n = \frac{2kT}{3C}$$

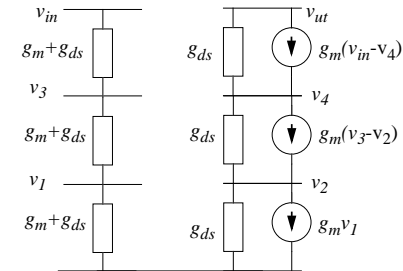
c) $g_m = \sqrt{2\left(\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}\right) I_D} \Rightarrow g_m$ ökar med $\sqrt{2}$. Eftersom bandbredden enl. a) är

$|p_1| \approx \frac{g_m}{C}$ ökar även bandbredden med $\sqrt{2}$. Brus-effekten beror enl. b) enbart på C och kommer därför ej att påverkas.

6. a)



b) Småsignalschemat kan förenklas enligt

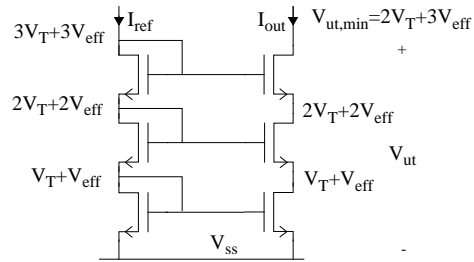


$$r_{ds} = K_{\lambda} \frac{L}{I_D} = 8000 \cdot \frac{1}{0.02} = 400k\Omega \text{ och}$$

$$g_m = \sqrt{2(\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}) I_D} = \sqrt{2 \cdot 92 \mu \cdot 40 \cdot 20 \mu} = 0.38 \text{ mA/V}$$

$$r_{in} = \left. \frac{v_{in}}{i_{in}} \right|_{i_{ut}=0} \text{ dvs tre konduktanser i serie } r_{in} = \frac{3}{g_m + g_{ds}} = \frac{3}{0.38 \text{m} + \frac{1}{400 \text{k}}} = 7.8k\Omega$$

c) $V_{eff} = V_{DS, sat} = V_{GS} - V_T$



Enligt figuren är $V_{ut, min} = 2V_T + 3V_{eff}$. $V_{eff} = \sqrt{\frac{2I_D}{K'W/L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 20 \mu}{92 \mu \cdot 40}} = 0.104 \text{ V}$

Vilket ger

$$V_{ut, min} = 2V_T + 3V_{eff} = 1.9 \text{ V} \quad (1)$$

7.

a) $SR = \frac{I_{ut, max}}{C_L} = \frac{I_6}{C_L} = \frac{I_7/2 + I_4}{C_L} = \frac{100 \mu + 50 \mu}{5 \text{p}} = 30 \text{ V/us}$

b) $A_0 = g_{m1} \cdot r_{ut} \approx g_{m1} \cdot g_{m4} \cdot r_{ds2} \parallel r_{ds6} \cdot r_{ds4}$

$$g_{m1} = \sqrt{2 \cdot 92 \cdot 50 \cdot 100} = 959 \text{ uA/V}$$

$$g_{m4} = \sqrt{2 \cdot 30 \cdot 150 \cdot 50} = 670 \text{ uA/V} \quad r_{ds2} = K_{\lambda} \frac{L}{I_D} = 8000 \cdot \frac{1}{0.1} = 80k\Omega$$

$$r_{ds4} = K_{\lambda} \frac{L}{I_D} = 12000 \cdot \frac{1}{0.05} = 240k\Omega \quad r_{ds6} = K_{\lambda} \frac{L}{I_D} = 12000 \cdot \frac{1}{0.15} = 80k\Omega$$

Detta ger

$$A_0 = g_{m1} \cdot r_{ut} \approx g_{m1} \cdot g_{m4} \cdot r_{ds2} \parallel r_{ds6} \cdot r_{ds4} = 6168$$

Unity-Gain frekvensen ges av

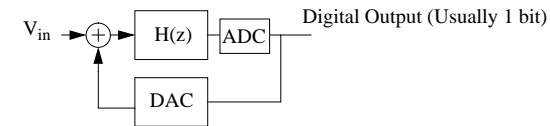
$$\omega_u = A_0 |p_1| = \frac{g_{m1}}{C_c} = 2\pi \cdot 30.5 \text{ MHz}$$

c) Gör t.ex. M_3 och M_4 4 gånger så breda. Detta medför att g_{m3} och g_{m4} ökar med en faktor 2.

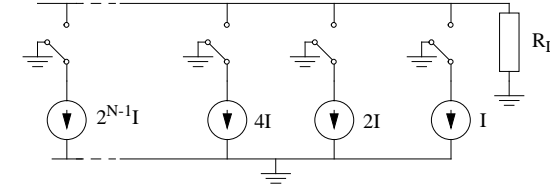
d) Varken unity-gain frekvensen eller Slew Rate påverkas av omdesignen. Fasmarginalen minskar eftersom

$$p_2 = -\frac{g_{m4}}{C_{gs4}} \text{ minskar en faktor 2 vid omdesign.}$$

8. Genom att översampla signalen kan det högfrekventa kvantiseringsbruset filtreras bort och på sätt ökar upplösningen med 0.5 bitar för varje fördubbling av samplingshastigheten. För att öka upplösningen ytterligare kan en sigma-delta omvandlare (se nedan) användas som högpass filtrerar kvantiseringsbruset men allpass filtrerar insignalen. På så sätt blir kvantiseringsbruset litet i signalbandet och stort för höga frekvenser där det senare tas bort med digitala filter. Vanligtvis decimeras också signalen efter det digitala filtret. Den A/D omvandlare som används i modulatorn har ofta bara en bits upplösning för a förenkla designen av D/A omvandlarna.



9. Figuren nedan visar en binärkodad ström-mod D/A där varje strömkälla (N st) viktas binärt. I en termometerkod omvandlare används 2^N lika stora ström källor vilket ger mindre glitches. Layout kan dock bli svårare i termometerkod fallet.



10. Ofta vill man matcha två komponenter. Vissa matchningsfel är proportionella mot omkrets/area för komponenterna. Om man t.ex. ska matcha en kap. på 2C och en 5C kan bygga upp dessa med enhets kapacitanser med storleken C. På så sätt blir de reaktiva felan lika och kvoten mellan kapacitanserna blir noggrann.

11. Bandbredden ges av $\omega_{-3dB} = \beta \cdot \omega_u = \frac{1}{4} \cdot 2\pi \cdot 1e6 = 2\pi \cdot 250 \text{ kHz}$.