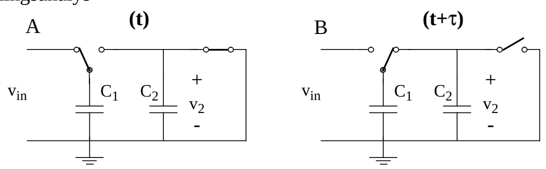
1. a) Laddningsanalys



a)

1. Switch enl. A: (t)

$$q_1(t) = C_1 v_{in}(t) \ ; \ q_2(t) = 0 \tag{1}$$

2. Switch enl. B: (t+τ)

$$q_1(t+\tau) = C_1 v_2(t+\tau) \ ; \ q_2(t+\tau) = C_2 v_2(t+\tau) \tag{2}$$

Laddningen bevaras:

$$q_1(t+\tau) + q_2(t+\tau) = q_2(t) + q_1(t) \tag{3}$$

Detta ger:

$$C_1 v_2(t+\tau) + C_2 v_2(t+\tau) = C_1 v_{in}(t) \Rightarrow$$

$$v_2(t+\tau) = \frac{C_1 v_{in}(t)}{C_1 + C_2} = \frac{C_1 v_{in}(t-\tau)}{C_1 + C_2} \tag{4}$$

b)

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

$$v_2(kT) = \frac{C_1}{C_2 + C_1} \cdot v_{in}(kT - T) \tag{5}$$

Z-transformera:

$$V_2(z) = \frac{C_1}{C_2 + C_1} \cdot V_{in}(z) \cdot z^{-1} \tag{6}$$

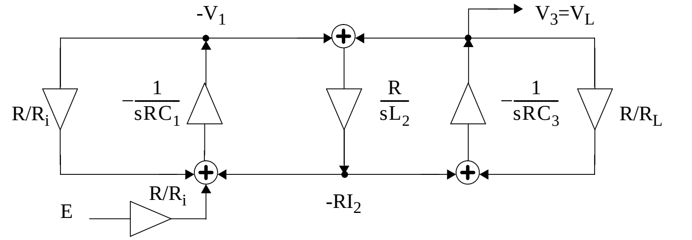
c) En parasitkapacitans mellan A och jord hamnar parallellt med C_1 och vi kan ersätta C_1 med $C_1 + C_p$ i uttrycket ovan. Överförings funktionen blir alltså

$$V_2(z) = \frac{C_1 + C_p}{C_2 + C_1 + C_p} \cdot V_{in}(z) \cdot z^{-1} \tag{7}$$

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

$$s_0 = \frac{\omega_{ac}}{2\sin\left(\frac{\omega_c T}{2}\right)} = \frac{1}{2\sin\left(\frac{2\pi \cdot 1k}{2 \cdot 20k}\right)} = 3.20 \text{ rad/s} \tag{8}$$

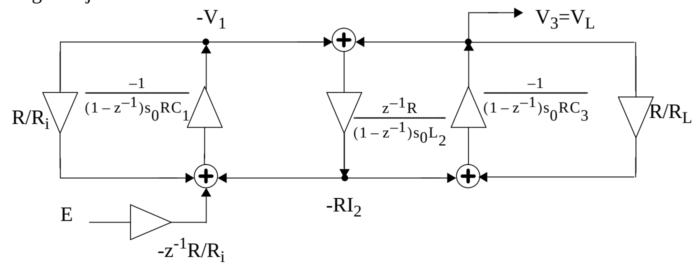
Tabell s. 100 ger signalfödesschema för ett elliptiskt filter. genom att sätta $C_2 = 0$ fås:



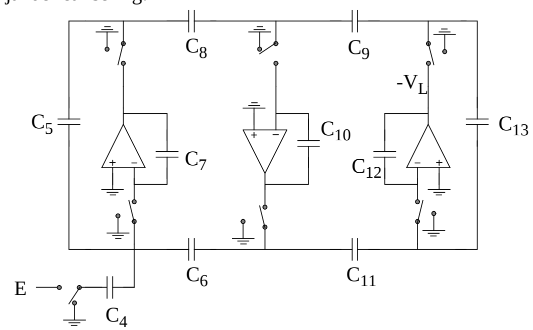
LDI-transformera och kompensera för $z^{-1/2}$ i yttre grenarna:

$$C_1' = C_3' = C_1 - \frac{1}{2 s_0 R_i} = 0.84\text{F}$$

Detta ger följande flödesschema:



Detta ger följande realisering:

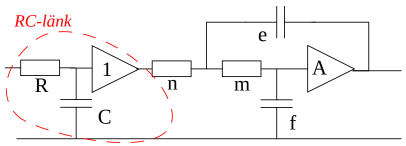


$$R = R_i = R_L = 1 \Rightarrow \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_5}{C_7} = \frac{C_6}{C_7} = \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_{13}}{C_{12}} = \frac{1}{s_0 C_1'} = 0.3709$$

$$\frac{C_8}{C_{10}} = \frac{C_9}{C_{10}} = \frac{1}{s_0 L_2} = 0.1564$$

b) LDI-transformationen används för smalbandiga filter. För bredbandiga filter används bilinjär transformation.

3. Filtret är ett LP-filter utan ändliga nollställen. Vi kan realisera den reella polen med en buffrad RC-länk och det komplexa polparet med 1 LP (UG) s. 74 i formelsamlingen.



Andragradslänken:

UG: $A = 1, m = n, e = \frac{1}{m\sigma_p}$ och $\frac{e}{f} = 4Q^2$

$\sigma_p = |Re(p_{2,3})| = 3\pi$ krad/s och

$$Q = \frac{\omega_{0p}}{2\sigma_p} = \frac{\sqrt{(Re(p_{2,3}))^2 + (Im(p_{2,3}))^2}}{2\sigma_p} = 1$$

Välj t.ex. $m = n = 10k\Omega$, $e = \frac{1}{m\sigma_p} = \frac{1}{10k \cdot 3k\pi} = 10.6nF$, $f = \frac{e}{4Q^2} = 2.6nF$

RC-länken:

Välj t.ex. $R = 10k\Omega$, $C = \frac{1}{|p_1|R} = \frac{1}{2\pi 3k10k} = 5.3nF$

4.

1. Enligt tabellen så är $\lambda_n = 0.01V^{-1}$ och $\lambda_p = 0.02V^{-1}$ då $L_{min} = 10\mu m$.

2. Fasmarginalen var given $60°$. Enligt kokboksreceptet och kompenseringstabellen skall vi välja $X_\phi = 2.2$ och $X_z = 10$.

   $z_1 = X_z \cdot GB = g_{m6}/C_C$ och $p_2 = -g_{m6}/C_L > -X_\phi GB$

   Om dessa två ekvationer divideras med varandra så fås en undre gräns på C_C:

   $$C_C = \frac{X_\phi}{X_z} C_L = 1.1pF$$

3. Det finns ingen uppgift om insvängningstiden T_S så därför kan I_5 beräknas med hjälp av Slew rate: $I_5 = SR \cdot C_C$. I punkt 2 beräknades C_C:

   $I_5 = 12M \cdot 1.1p = 13.2\mu A$

4. Bestäm storleken på transistor M3 genom att använda CMR. Enligt receptet:

   $$S_3 = S_4 = \frac{I_5}{K'_3[V_{DD} - V_{in,hi} - |V_{T3}| + V_{T1}]^2} = \frac{13.2\mu}{8\mu(5-2-1+1)^2} \approx 0.19$$

   $S_{MIN} = 1 \Rightarrow S_3 = S_4 = 1$.

5. Se till att polen som uppstår på grund av M3 inte är dominant.

   $$p_{M3} = \frac{-g_{m3}}{2 \cdot 0.67 \cdot C_{ox} L_{min} W_3} = \frac{\sqrt{2K'_p S_3 I_3}}{2 \cdot 0.67 \cdot C_{ox} L_{min} W_3} =$$

   $\frac{\sqrt{8\mu \cdot 1 \cdot 13.2\mu}}{1.33 \cdot 0.43f \cdot 10 \cdot 10} \approx 180M$ rad/s vilket är större än 10GB=62.8Mrad/s och p_3 har därmed liten effekt på fasmarginalen.

6. Bestäm storleken på transistor M2 genom att använda GB.

   $$S_1 = S_2 = \frac{g_{m2}^2}{K'_2 I_5} = \frac{(GB \cdot C_C)^2}{K'_2 I_5} = \frac{(2\pi \cdot 1M \cdot 1.1p)^2}{17\mu \cdot 13.2\mu} \approx 0.21 \text{ välj } S_1 = S_2 = 1$$

   Detta ger $g_{m2} = \sqrt{2K'S_2 I_2} = 14.9\mu A/V$

7. Använd CMR för att beräkna storleken på transistor M5:

   $V_{DS,sat5} = V_{in,lo} - V_{SS} - \sqrt{I_5/\beta_1} - V_{T1} = 1.1$.

   $$S_5 = \frac{2I_5}{K'_5 V_{DS,sat5}^2} = \frac{2 \cdot 13.2\mu}{17\mu(1.1)^2} = 1.3$$

8. Använd OR för att beräkna storleken på transistor M6:

   $$S_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = \frac{X_\phi GBC_L}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = \frac{2.2 \cdot 1M \cdot 2\pi \cdot 5p}{8\mu \cdot (5-3)} = \frac{69\mu}{16\mu} \approx 4.3$$

9. Beräkna strömmen I_6.

   $$I_6 = \max\left[\frac{g_{m6}^2}{2K'_6 S_6}, \frac{S_6}{S_3} I_1\right] = \max\left[\frac{(X_\phi \cdot GB \cdot C_L)^2}{2K'_6 S_6}, \frac{S_6}{S_3} \cdot \frac{I_5}{2}\right] = \max[69, 28]\mu A$$

   Dvs $I_6 = 69\mu A \Rightarrow S_6 = \frac{2S_3 I_6}{I_5} = 10.4$ och $g_{m6} = \sqrt{2K_6' I_6 S_6} = 107\mu A/V$

10. Bestäm storleken på transistor M7, utnyttja $V_{GS5} = V_{GS7}$.

    $$S_7 = S_5 \frac{I_7}{I_5} = S_5 \frac{I_6}{I_5} = 1.7 \frac{69}{13.2} \approx 8.9$$

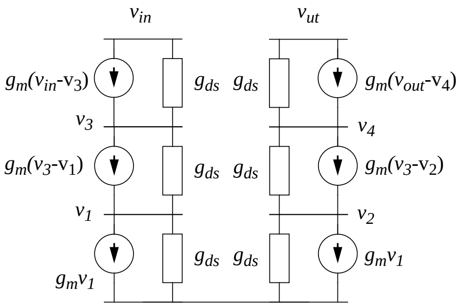
11. Kontrollera kraven på effekt och förstärkning:

    $P_{diss} = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6) = 10 \cdot (152 + 17.6)\mu \approx 0.8mW$

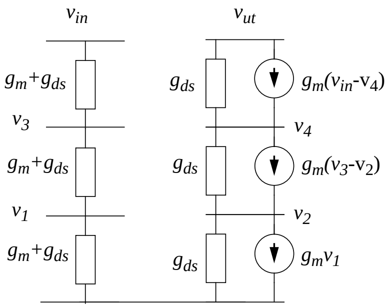
    $$A_v = \frac{2g_{m1} \cdot g_{m6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3) I_6(\lambda_6 + \lambda_7)} = \frac{2 \cdot 14.9\mu \cdot 107\mu}{13.2\mu \cdot 0.03 \cdot 69\mu \cdot 0.03} \approx 3889$$

12. Kravet på förstärkningen ej uppfyllt. Minska I_6 eller öka S_1

5. a)

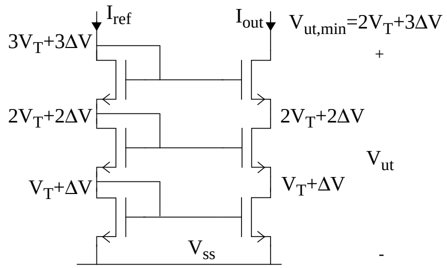


b) Småsignalschemat kan förenklas enligt



$r_{in} = \left.\frac{v_{in}}{i_{in}}\right|_{i_{ut}=0}$ dvs tre konduktanser i serie $r_{in} = \frac{3}{g_m + g_{ds}}$

c) $\Delta V = V_{DS,\,sat} = V_{GS} - V_T$



Enligt figuren är $V_{ut,\,min} = 2V_T + 3\Delta V$. $\Delta V = \sqrt{\frac{2I_D}{K'W/L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 20\mu}{17\mu 20}} = 0.34\,\text{V}$

Vilket ger

$$V_{ut,\,min} = 2V_T + 3\Delta V = 3\,\text{V} \tag{9}$$

6.
a)Strömmen genom M_1

$$I_D = K'\frac{W}{2L}(V_{GS2} - V_T)^2 = \frac{17\mu}{2}13(2-1)^2 = 110.5\mu\text{A} \tag{10}$$

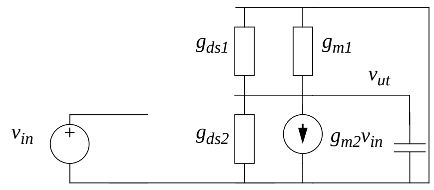
Spämmingen över M_2

$$V_{SG1} = \sqrt{\frac{2I_D}{K'W/L}} + |V_T| = \sqrt{\frac{221\mu}{8\mu 3}} + 1 = 4.04\,\text{V} \tag{11}$$

Detta ger

$$V_{ut} = V_{DD} - V_{SG1} = 8 - 4 = 4\,\text{V} \tag{12}$$

b)



$g_{m2} = \sqrt{2\beta_2 I_D} = \sqrt{2 \cdot 17\mu \cdot 13 \cdot 110.5\mu} = 221\mu\,\text{A/V}$

$g_{m1} = \sqrt{2\beta_1 I_D} = \sqrt{2 \cdot 8\mu \cdot 3 \cdot 110.5\mu} = 73\mu\,\text{A/V}$

$g_{ds2} = \lambda I_D = 0.01 \cdot 110.5\mu = 1.1\mu\Omega^{-1}$, $g_{ds1} = \lambda I_D = 0.02 \cdot 110.5\mu = 2.2\mu\Omega^{-1}$

c) Låga frekvenser => C har ingen inverkan (avbrott).

$$A = \frac{v_{ut}}{v_{in}} = g_{m2}\frac{1}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds2}} = 221\frac{1}{73 + 1.1 + 2.2} = 2.9$$

d) Överföringsfunktion med C_{ut}

$\frac{V_{ut}(s)}{V_{in}(s)} = g_{m2}\frac{1}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds2} + sC_{ut}}$. Bandbredden (3dB-gränsfrekvensen) blir då

$$BW = |p_1| = \frac{g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds2}}{C_{ut}} = \frac{76.3\mu}{21p} = 3.6\,\text{Mrad/s}$$

7. CMR = Det spänningsområde för common-mode signalen dör kravet på differentiell förstärkning är uppfyllt.
CMRR = Förhållandet mellan differentiell och common-mode förstärkningen.
$\left|\frac{A_d}{A_c}\right|$