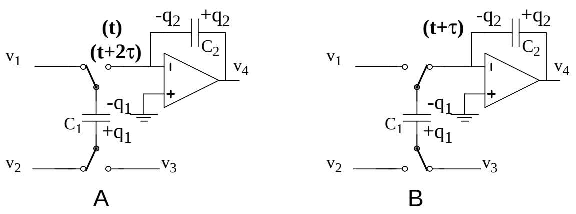
1. a) Laddningsanalys



1. Switch enl. A: (t)

$$q_1(t) = C_1(v_2(t) - v_1(t)) \ ; \ q_2(t) = C_2 v_4(t) \qquad \text{(Eq. 1)}$$

2. Switch enl. B: (t+τ)

$$q_1(t+\tau) = C_1 v_3(t+\tau) \ ; \ q_2(t+\tau) = C_2 v_4(t+\tau) \qquad \text{(Eq. 2)}$$

Laddningen bevaras:

$$q_1(t+\tau) + q_2(t+\tau) = q_2(t) + q_1(t) \qquad \text{(Eq. 3)}$$

Detta ger:

$$C_1 v_3(t+\tau) + C_2 v_4(t+\tau) = C_1(v_2(t) - v_1(t)) + C_2 v_4(t) \qquad \text{(Eq. 4)}$$

3. Switch enl. A: (t+2τ)

$$q_1(t+2\tau) = C_1(v_2(t+2\tau) - v_1(t+2\tau)) \ ; \ q_2(t+2\tau) = C_2 v_4(t+2\tau) \qquad \text{(Eq. 5)}$$

Laddningen på C_2 bevaras:

$$q_2(t+2\tau) = q_2(t+\tau) \Rightarrow v_4(t+2\tau) = v_4(t+\tau) \qquad \text{(Eq. 6)}$$

Vi får då:

$$v_4(t+2\tau) = v_4(t+\tau) = |\text{Eq } 4| = \left(-\frac{C_1}{C_2} \cdot v_3(t+\tau) + \frac{C_1}{C_2}(v_2(t) - v_1(t)) + v_4(t)\right) \qquad \text{(Eq. 7)}$$

Enl. uppgift gäller $v_3(t+\tau) = v_3(t)$, dvs

$$v_4(t+2\tau) = \frac{C_1}{C_2} \cdot v_3(t+2\tau) + \frac{C_1}{C_2}(v_2(t) - v_1(t)) + v_4(t) \qquad \text{(Eq. 8)}$$

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

$$v_4(kT) = -\frac{C_1}{C_2} \cdot v_3(kT) + \frac{C_1}{C_2} \cdot (v_2(kT-T) - v_1(kT-T)) + v_4(kT-T) \qquad \text{(Eq. 9)}$$

Z-transformera:

$$V_4(z) = -\frac{C_1}{C_2} \cdot V_3(z) + \frac{C_1}{C_2} \cdot (V_2(z) \cdot z^{-1} - V_1(z) \cdot z^{-1}) + V_4(z) \cdot z^{-1} \qquad \text{(Eq. 10)}$$

Detta ger:

$$V_4(z) = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} \cdot V_3(z) + \frac{C_1}{C_2} \cdot V_2(z) \cdot \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} - \frac{C_1}{C_2} \cdot V_1(z) \cdot \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \qquad \text{(Eq. 11)}$$

b) Integratorn är inte parasitokänslig ty switchen på OP:ns ingång switchas mellan v_1 och virtuell jord. Detta medför att en eventuell parasitkapasitans laddas upp till v_1 i ena switch-läget för att sedan laddas ur i det andra. Denna extra laddning ger en felaktig utsignal.

2. För LDI-transformen gäller $s = s_0 \frac{z-1}{z^{1/2}}$ och $\omega_a = 2s_0 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$. Transformera filterkaven på den anloga insignalen (ω) till ett filterkrav för det anloga referensfiltret (ω_a).

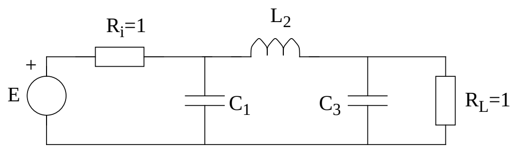
Välj $\omega_{ac} = 1 \Rightarrow s_0 = \dfrac{\omega_{ac}}{2\sin\left(\frac{\omega_c T}{2}\right)} = \dfrac{1}{2\sin\left(\frac{2\pi \cdot 1k}{2 \cdot 40k}\right)} = 6.37$ rad/s

Detta ger $\omega_{as} = 2s_0 \sin\left(\frac{\omega_{as} T}{2}\right) = 2 \cdot 6.37 \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot 4k}{2 \cdot 40k}\right) = 3.94$

För referensfiltret gäller således $A_{MAX} = 3dB$, $A_{MIN} = 30dB$ och $\frac{\omega_{as}}{\omega_{ac}} = 3.94$

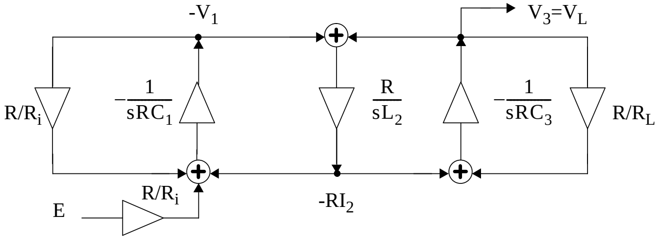
Filtrets gradtal: $N = \text{INT}\left(\dfrac{\frac{1}{2}\lg\left(\frac{10^{0.1A_{MIN}} - 1}{10^{0.1A_{MAX}} - 1}\right)}{\lg\left(\frac{\omega_{as}}{\omega_{ac}}\right)}\right) + 1 = 3$

Vi får alltså följande referensfilter:



Tabell ger (r=1): $C_1 = C_3 = 1F$ och $L_2 = 2H$.

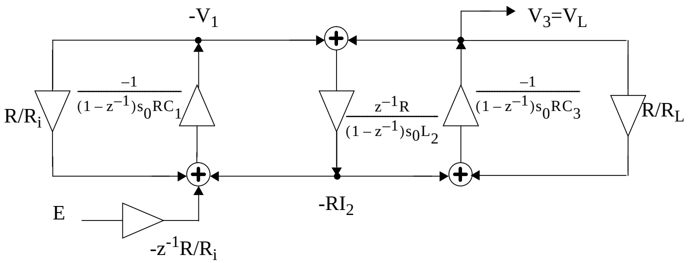
Tabell s. 100 ger signalfödesschema för ett elliptiskt filter. genom att sätta $C_2 = 0$ fås:



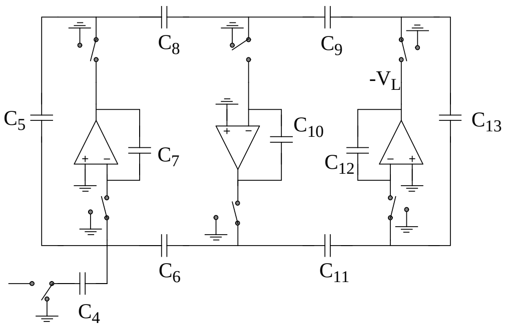
LDI-transformera och kompensera för $z^{-1/2}$ i yttre grenarna:

$$C_1' = C_3' = C_1 - \frac{1}{2s_0R_i} = 0.92\text{F}$$

Detta ger följande flödesschema:



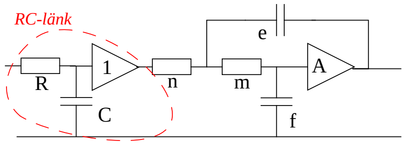
Detta ger följande realisering:



$$R = R_i = R_L = 1 \Rightarrow \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_5}{C_7} = \frac{C_6}{C_7} = \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_{13}}{C_{12}} = \frac{1}{s_0C_1'} = 0.17$$

$$\frac{C_8}{C_{10}} = \frac{C_9}{C_{10}} = \frac{1}{s_0L_2} = 0.0785$$

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

$\sigma_p = |\mathrm{Re}(p_{2,3})| = 10\pi$ krad/s och

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

Välj t.ex. $m = n = 10\text{k}\Omega$, $e = \dfrac{1}{m\sigma_p} = \dfrac{1}{10\text{k}\cdot 10\text{k}\pi} = 3.2\text{nF}$, $f = \dfrac{e}{4Q^2} = 0.8\text{nF}$

RC-länken:

Välj t.ex. $R = 10\text{k}\Omega$, $C = \dfrac{1}{|p_1|R} = \dfrac{1}{2\pi 10\text{k}10\text{k}} = 1.6\text{nF}$

4.

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

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:

   $$C_C = \frac{X_\phi}{X_z}C_L = 2.2\text{pF}$$

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:

   $I_5 = 8M \cdot 2.2p = 17.6\mu A$

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

   $$S_3 = S_4 = \frac{I_5}{K'_3[V_{DD} - V_{in,hi} - |V_{T3}| + V_{T1}]^2} = \frac{17.6\mu}{8\mu(5-3-1+1)^2} \approx 0.55$$

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

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

$$p_{M3} = \frac{-g_{m3}}{2\cdot 0.67\cdot C_{ox}L_{min}W_3} = \frac{\sqrt{2K'_pS_3I_3}}{2\cdot 0.67\cdot C_{ox}L_{min}W_3} =$$

$\frac{\sqrt{8\mu\cdot 1\cdot 17.6\mu}}{1.33\cdot 0.43f\cdot 10\mu\cdot 10\mu}\approx 206M$ ras/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.

$$S_1 = S_2 = \frac{g_{m2}^2}{K'_2I_5} = \frac{(GB\cdot C_C)^2}{K'_2I_5} = \frac{(2\pi\cdot 1M\cdot 2.2p)^2}{17\mu\cdot 17.6\mu}\approx 0.63 \text{ välj } S_1 = S_2 = 1$$

Detta ger $g_{m2} = \sqrt{2K'S_2I_2} = 17.3\mu$ A/V

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

$V_{DS,\,sat5} = V_{in,\,lo} - V_{SS} - \sqrt{I_5/\beta_1} - V_{T1} = -0.02 < 0.1$. Kravet ej uppfyllt öka $S_1 = S_2$

$$S_5 = \frac{2I_5}{K'_5V_{DS,\,sat5}^2} = \frac{2\cdot 17.6\mu}{17\mu(0.1)^2} = 207$$

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

$$S_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6(V_{DD}-V_{out,\,hi})} = \frac{X_\phi GBC_L}{K'_6(V_{DD}-V_{out,\,hi})} = \frac{2.2\cdot 1M\cdot 2\pi\cdot 10p}{8\mu\cdot(5-4)}\approx 17.3$$

9. Beräkna strömmen I_6.

$$I_6 = \max\left[\frac{g_{m6}^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3}I_1\right] = \max\left[\frac{(X_\phi\cdot GB\cdot C_L)^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3}\cdot\frac{I_5}{2}\right] = \max[65, 152]\mu A$$

Dvs $I_6 = 152\mu A \Rightarrow g_{m6} = \sqrt{2K'S_6I_6} = 205\mu$ A/V

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

$$S_7 = S_5\frac{I_7}{I_5} = S_5\frac{I_6}{I_5} = 207\frac{152}{17.6}\approx 1788$$

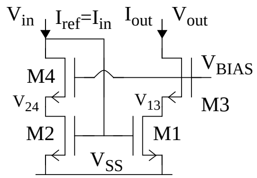
11.Kontrollera kraven på effekt och förstärkning:

$$P_{diss} = (V_{DD}-V_{SS})(I_5+I_6) = 10\cdot(152+17.6)\mu\approx 1.7mW$$

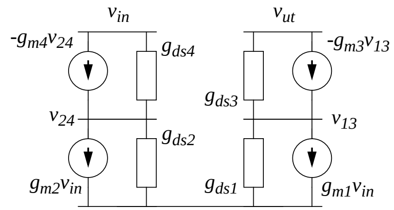
$$A_v = \frac{2g_{m1}\cdot g_{m6}}{I_5(\lambda_2+\lambda_3)I_6(\lambda_6+\lambda_7)} = \frac{2\cdot 17.3\mu\cdot 205\mu}{17.6\mu\cdot 0.03\cdot 152\mu\cdot 0.03}\approx 2946$$

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

5.



a)



b)

$$r_{in} = \left.\frac{v_{in}}{i_{in}}\right|_{v_{ut}=0}$$

Potentialen i v_{in} kan lösas med nodanalys.

v_{in}: $(v_{24}-v_{in})g_{ds4} + i_{in} + g_{m4}v_{24} = 0$

v_{24}: $(0-v_{24})g_{ds2} + (v_{in}-v_{24})g_{ds4} - g_{m4}v_{24} - g_{m2}v_{in} = 0$

vilket ger

$$\begin{bmatrix} -g_{ds4} & g_{ds4}+g_{m4} \\ (g_{ds4}-g_{m2}) & (-g_{ds2}-g_{ds4}-g_{m4}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{24}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$v_{in} = i_{in}\frac{g_{ds2}+g_{ds4}+g_{m4}}{(g_{ds2}+g_{ds4}+g_{m4})g_{ds4}-(g_{ds4}+g_{m4})(g_{ds4}+g_{m2})}$$

$$r_{in} = \left.\frac{v_{in}}{i_{in}}\right|_{v_{ut}=0} = \frac{g_{ds2}+g_{ds4}+g_{m4}}{(g_{ds2}+g_{ds4}+g_{m4})g_{ds4}-(g_{ds4}+g_{m4})(g_{ds4}-g_{m2})} =$$

$$= \frac{g_{ds2}+g_{ds4}+g_{m4}}{(g_{m2}+g_{ds2})g_{ds4}+g_{m4}g_{m2}}\approx\frac{1}{g_{m2}}$$

$$r_{ut} = \left.\frac{v_{ut}}{i_{ut}}\right|_{v_{in}=0} = \frac{v_{13}+\frac{(i_{ut}+g_{m3}v_{13})}{g_{ds3}}}{i_{ut}} = \frac{\frac{i_{ut}}{g_{ds1}}+\frac{(1+g_{m3}/g_{ds1})i_{ut}}{g_{ds3}}}{i_{ut}} =$$

$$= \frac{g_{ds1}+g_{ds3}+g_{m3}}{g_{ds1}\cdot g_{ds3}}\approx\frac{g_{m3}}{g_{ds1}\cdot g_{ds3}}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2\beta_1I_1} = \sqrt{5\cdot 2\cdot 17\mu\cdot 20\mu} = 58\mu \text{ A/V}$$

$g_{m3} = g_{m4} = \sqrt{2\beta_3 I_3} = \sqrt{20 \cdot 2 \cdot 17\mu \cdot 20\mu} = 116\mu\,A/V$

$g_{ds1} = g_{ds2} = \lambda I_1 = 0.01 \cdot 20\mu = 0.2\mu\Omega^{-1}$

$g_{ds3} = g_{ds4} = \lambda I_1 = 0.01 \cdot 20\mu = 0.2\mu\Omega^{-1}$

Vi får då $r_{ut} = 29M\Omega$ och $r_{in} = 17k\Omega$

c) $V_{out,\,MIN}$ är given av den minsta möjliga spänning då transistorerna är mättad.

Låt $\Delta V_i = V_{DSi,\,sat} = V_{GSi} - V_T$

Då $I_{in} = I_{ref}$ gäller $V_{GS1} = V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_2}} + V_T = \sqrt{\frac{2 \cdot 20\mu}{17\mu \cdot 5}} + V_T = 1.68\,V$ och

$V_{GS3} = V_{GS4} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta_2}} + V_T = \sqrt{\frac{2 \cdot 20\mu}{17\mu \cdot 20}} + V_T = 1.34\,V.$

Detta ger $V_{DS1} = V_{13} = V_{BIAS} - V_{GS3} = 2.5 - 1.34 = 1.16 > \Delta V_1 = 0.68\,V$. M1 är således mättad (detta var givet i uppgiften). För att även M3 ska vara mättad ska gälla:
$V_{DS3} = V_{out} - V_{13} = V_{out} - 1.16 > \Delta V_3 = 0.34$, dvs. $V_{out} > 1.5\,V$.

d) $V_{out,\,MIN}$ kan miskas genom att sänka V_{BIAS}. Detta påverkar inte småsignal parametrarna och således inte in- och ut-resistanserna. Man får dock inte sänka V_{BIAS} så mycker att M1 och M2 hamnar i det linjära området. Man kan också sänka ΔV_i genom att öka S_i. Detta ger större g_{mi} och därmed lägre inresistans och högre utresistans.

e)

Betrakta transistor M2 och M4. För att M2 skall vara mättad så måste $V_{in} > V_T$ och $V_{24} > V_{in} - V_T$. För M4 måste gälla att $V_{BIAS} - V_{24} > V_T$ och dessutom $V_{in} - V_{24} > V_{BIAS} - V_{24} - V_T$ dvs att $V_{in} > V_{BIAS} - V_T$.

Sammanfattningsvis:

$$\begin{cases} V_{in} > V_T \\ V_{24} < V_{BIAS} - V_T \\ V_{24} > V_{in} - V_T \\ v_{in} > V_{BIAS} - V_T \end{cases}$$

Men $I_2 = I_4 \Rightarrow \beta_2(V_{in} - V_T)^2 = \beta_4(V_{BIAS} - V_{24} - V_T)^2 \Rightarrow$

$$V_{24} = -\sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_4}}(V_{in} - V_T) + V_{BIAS} - V_T$$

Vi får då villkoren:

$$\begin{cases} V_{in} > V_T = 1 \\ -\sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_4}}(V_{in} - V_T) + V_{BIAS} - V_T < V_{BIAS} - V_T \Rightarrow V_{in} > V_T = 1 \\ -\sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_4}}(V_{in} - V_T) + V_{BIAS} - V_T > V_{in} - V_T \Rightarrow V_{in} < \dfrac{V_{BIAS} + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_4}}V_T}{\sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_4}} + 1} = 2 \\ V_{in} > V_{BIAS} - V_T = 1.5 \end{cases}$$

Vi får alltså : $1.5 < V_{in} < 2$

6.
a) Track-and-Hold med förstärkande buffert.
För att skissera kurvan så måste buffertens förstärkning beräknas.

$$v_{ut} = -\frac{g_{m2}v_{in}'}{g_{ds1}+g_{m1}+g_{ds2}} \approx -\frac{g_{m2}}{g_{m1}}v_{in}' \text{ dvs förstärkningen är } A = \frac{v_{ut}}{v_{in}'} \approx -\frac{g_{m2}}{g_{m1}}$$

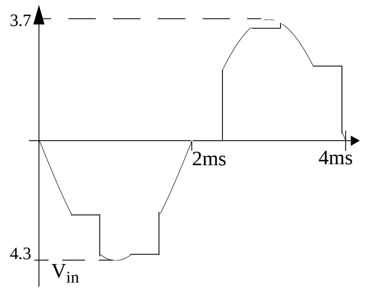
Antag att båda transistorerna är mättade. Detta ger att

$$A \approx -\frac{\sqrt{2K_N'|I_D|S_2}}{\sqrt{2K_P'|I_D|S_1}} = \sqrt{\frac{K_N'S_2}{K_P'S_1}} \approx -\sqrt{\frac{17\cdot 13}{8\cdot 3}} \approx -3$$

I arbetspunkten gäller :

$$I_2 = \frac{\beta_2}{2}(V_{GS2}-V_T)^2 = \frac{17\mu\cdot 13}{2}\cdot(2-1)^2 = 0.11\text{mA och}$$

$$V_{SG1} = \sqrt{\frac{2I_1}{\beta_1}}+V_T = \sqrt{\frac{2\cdot 0.11\text{m}}{8\mu\cdot 3}}+1 = 4\text{ V. Dvs } V_{UT} = 4\text{ V i arbetspunkten.}$$



b) Dummy-transistorn används för att delvis kompensera för clock-feedthrough. Transistorn skall väljas hälften så stor som M3. Detta medför att laddningen från C_{DG4} och C_{GS4} kompenserar laddningen från C_{GD3} när klocksignalen slår om.

c) M3 arbetar antingen i sitt linjära område eller är avstängd ($R_{ON} = \infty\Omega$).

d) Första polen bestäms av R_{ON} för switchen och C_L. Den andra polen av $r_{ut} = \frac{1}{g_{m1}}$ för förstärkaren och C_{out}. Switchens resistans ges av r_{DS} (linjära området) dvs

$$R_{ON} = \frac{1}{K_N'S_3(V_\phi - V_{T3})} = \frac{1}{25\mu\cdot 2\cdot 7} = 2.9\text{k}\Omega.$$

För M1 blir $g_m = \sqrt{2\beta_1 I_1} = \sqrt{2\cdot 17\mu\cdot 0.11\text{m}} = 61\mu$ A/V
Därmed blir polerna

$$p_1 = -\frac{1}{R_{ON}C_L} = -16.4\text{M rad/s och } \frac{g_m}{C_{ut}} = -61\text{M rad/s}$$