LINKÖPINGS TEKNISKA HÖGSKOLA
Institutionen för Systemteknik
Ämnesområdet Elektroniksystem

TENTAMEN

Tentamen i

TSTE 80,
Analoga och Tidsdiskreta Integrerade Kretsar

Lösningsförslag

Tid:	1999-01-15, kl. 09.00 - 13.00
Tillåtna hjälpmedel:	Räknedosa (ej förprogrammerad genom studentens försorg) S. Söderkvist: *Formler & Tabeller* S. Eriksson, L. Wanhammar: *Aktiva och tidsdiskreta filter* (Tabell- och formelsamling) Matematiska och Fysikaliska tabeller t.ex. Ingelstam-Rönngren-Sjöberg: *TEFYMA*
Anvisningar:	Maximalt kan 70 poäng erhållas. För betyget 3 (godkänd tentamen) fordras ca 30 poäng.
Betygslista:	Anslås på anslagstavlan senast 1999-02-05
Visning:	Meddelas när betygslistan anslås

Lycka till!

Lösningar

Uppgift 1: Laddningsanalys

a)

1. Switch enl. A: (t)

$$q_1(t) = C_1 v_1(t) \text{ ; } q_2(t) = C_2 v_2(t) \text{ ;}$$
$$q_3(t) = C_3 v_3(t)$$

2. Switch enl. B: (t+τ)

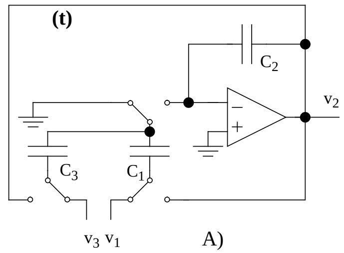
$$q_1(t+\tau) = C_1 v_2(t+\tau) \text{ ;}$$
$$q_2(t+\tau) = C_2 v_2(t+\tau) \text{;}$$
$$q_3(t+\tau) = C_3 v_2(t+\tau)$$

Laddningen bevaras:

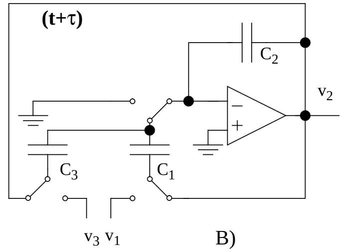
$$q_1(t+\tau) + q_2(t+\tau) + q_3(t+\tau) =$$
$$= q_1(t) + q_2(t) + q_3(t)$$

Detta ger:

$$(C_3 + C_2 + C_1) v_2(t+\tau) =$$
$$= C_1 v_1(t) + C_2 v_2(t) + C_3 v_3(t)$$



A)



B)

3. Switch enl. A: (t+2τ)

$$q_1(t+2\tau) = C_1 v_1(t+2\tau) \text{ ; } q_2(t+2\tau) = C_2 v_2(t+2\tau) \text{;}$$
$$q_3(t+2\tau) = C_3 v_3(t+2\tau)$$

Laddningen på C_2 bevaras:

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

Vi får då:

$$v_2(t+2\tau) = \frac{C_1 v_1(t) + C_2 v_2(t) + C_3 v_3(t)}{C_3 + C_2 + C_1}$$

b)

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

$$v_2(kT) = \frac{C_1 v_1(kT-T) + C_2 v_2(kT-T) + C_3 v_3(kT-T)}{C_3 + C_2 + C_1}$$

z-transformera:

$$V_2(z) = \frac{C_1 V_1 \cdot z^{-1} + C_2 V_2 \cdot z^{-1} + C_3 V_3 \cdot z^{-1}}{C_3 + C_2 + C_1}$$

Detta ger:

$$V_2(z) = \frac{C_1 z^{-1}}{(C_1 + C_2 + C_3) - C_2 z^{-1}} V_1(z) + \frac{C_3 z^{-1}}{(C_1 + C_2 + C_3) - C_2 z^{-1}} V_3(z)$$

eller

$$V_2(z) = \frac{\dfrac{C_1}{C_1 + C_2 + C_3}}{z - \dfrac{C_2}{C_1 + C_2 + C_3}} V_1(z) + \frac{\dfrac{C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}{z - \dfrac{C_2}{C_1 + C_2 + C_3}} V_3(z)$$

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 överföringensfunktionen.

Uppgift 2: Signalflödesschema

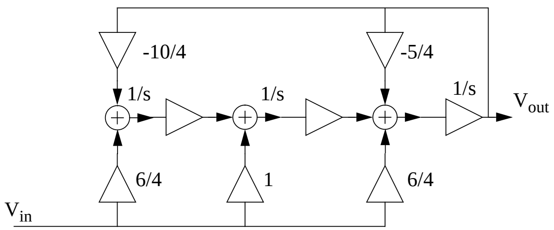
$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{6s^2 + 4s + 6}{4s^3 + 5s^2 + 10} \Rightarrow$$

$$4s^3 V_{out}(s) = -(5s^2 + 10) V_{out}(s) + (6s^2 + 4s + 6) V_{in}(s) \Rightarrow$$

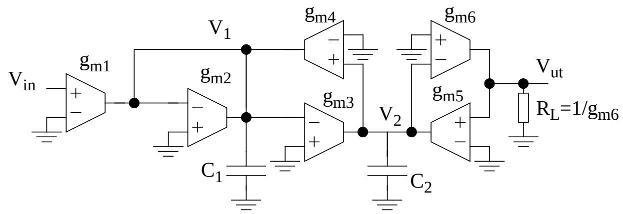
$$V_{out}(s) = -\left(\frac{5}{4s} + \frac{10}{4s^3}\right) V_{out}(s) + \left(\frac{6}{4s} + \frac{1}{s^2} + \frac{6}{4s^3}\right) V_{in}(s) \Rightarrow$$

$$V_{out}(s) = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{6}{4} V_{in} - \frac{5}{4} V_{out} + \frac{1}{s} \cdot \left(V_{in} + \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{6}{4} V_{in} - \frac{10}{4} V_{out}\right)\right)\right)$$

Detta ger följande flödesschema:



Uppgift 3: gm-C filter



Vi får följande nodekvationer för filtret

$$V_{in} g_{m1} - V_1 g_{m2} + V_2 g_{m4} - V_1 s C_1 = 0$$

$$V_{ut} g_{m5} - V_1 g_{m3} - V_2 s C_2 = 0$$

$$-V_2 g_{m6} = \frac{V_{ut}}{R_L} = V_{ut} g_{m6}$$

Detta ger

$$H(s) = \frac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_2 s^2 + (C_2 g_{m2} + C_1 g_{m5}) s + g_{m3} g_{m4} + g_{m2} g_{m5}}$$

eller

$$H(s) = \frac{\dfrac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_2}}{s^2 + \left(\dfrac{g_{m2}}{C_1} + \dfrac{g_{m5}}{C_2}\right) s + \dfrac{g_{m3}}{C_2} \cdot \dfrac{g_{m4}}{C_1} + \dfrac{g_{m2}}{C_1} \cdot \dfrac{g_{m5}}{C_2}}$$

Uppgift 4: SC-filter

För LDI-transformen gäller

$$s = s_0 \frac{z - 1}{z^{1/2}} \text{ och } \omega_a = 2 s_0 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

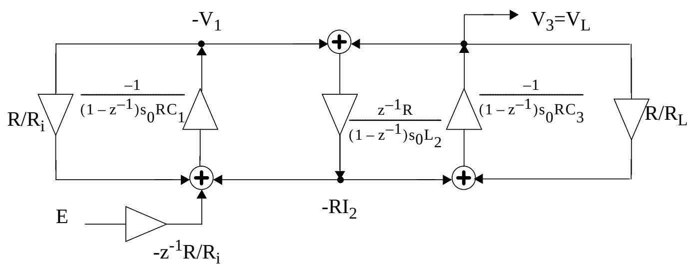
Beräkna värdet av s_0

$$s_0 = \frac{\omega_{ac}}{2 \sin\left(\dfrac{\omega_c T}{2}\right)} = \frac{1}{2 \sin\left(\dfrac{2\pi \cdot 0.2k}{2 \cdot 400k}\right)} = 318.31 \text{ rad/s}$$

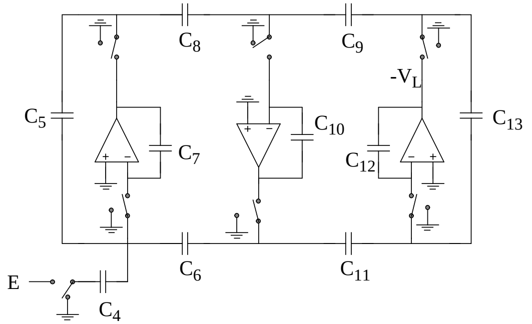
Kompensera för $z^{-1/2}$ i yttre grenarna:

$$C_1' = C_3' = C_1 - \frac{1}{2 s_0 R_i} = 0.9984 F$$

Detta ger följande flödesschema:



vilket ger följande realisering:



$$R = R_i = R_L = 1 \Rightarrow \frac{C_4}{C_7} = \frac{C_5}{C_7} = \frac{C_6}{C_7} = \frac{C_{11}}{C_{12}} = \frac{C_{13}}{C_{12}} = \frac{1}{s_0 C_1'} = 0.00315$$

$$\frac{C_8}{C_{10}} = \frac{C_9}{C_{10}} = \frac{1}{s_0 L_2} = 0.0015733$$

Uppgift 5: Filter

$SC \approx 0.1\,\%$och $gmC \approx 20 - 50\,\%$.

SC filter är således bättre.

Uppgift 6: Förstärkare

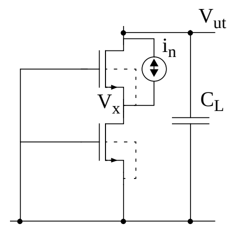
a)

Förstärkaren är en s.k. cascode- förstärkare. Den dominerande polen bestäms av last kapacitansen och utresistansen för förstärkaren. Utresistansen för en cascode-förstärkare är $r_{ut} \approx r_{ds1} \cdot r_{ds2} \cdot g_{m1}$ (om man antar att $g_m \gg g_{ds}$) vilket ger följande dominerande pol

$$|p_1| = \frac{1}{r_{ds1} \cdot r_{ds2} \cdot g_{m1} \cdot C}$$

b)

För att beräkna bruseffekten: (småsignalmässigt) sätt $V_{in} = 0$, gör avbrott för strömkällan och sätt V_B till jord.



Därmed kan vi skriva, med nodanalys

$$-V_{ut} \cdot sC_L + i_n - (V_{ut} - V_x) \cdot g_{ds1} + g_{m1} \cdot V_x = 0$$

$$-g_{ds2} \cdot V_x - g_{m1} \cdot V_x + (V_{ut} - V_x) \cdot g_{ds1} = 0$$

Vilket ger

$$V_x = \frac{g_{ds2}}{g_{m1} + g_{ds2} + g_{ds1}} \cdot V_{ut} \text{ och}$$

$$-V_{ut} \cdot (sC_L + g_{ds1}) + V_x \cdot (g_{ds1} + g_{m1}) + i_n = 0$$

Följdaktligen

$$V_{ut} = i_n \cdot \frac{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1}}{sC_L(g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1}) + g_{ds1}g_{ds2}} \approx i_n \cdot \frac{g_{m1}}{sC_L g_{m1} + g_{ds1}g_{ds2}}$$

Därmed har vi överföringsfunktionen från brusströmkälla till brusspänningen på utgången:

$$H(\omega) = \frac{V_{ut}}{i_n} = \frac{g_{m1}/(g_{ds1} \cdot g_{ds2})}{\frac{g_{m1} \cdot C_L}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}} j\omega + 1} = \frac{r_{ut}}{1 + r_{ut}C_L \cdot j\omega}$$

Total spektraltäthet på utgången ges av

$$S_{ut}(f) = |H(f)|^2 S_{in}(f)$$

där $S_{in}(f)$ är spektraltätheten för transistorns (M_1) brusström:

$$S_{in}(f) = \frac{8kT}{3} g_{m1}$$

Spektraltätheten på utgången blir då

$$S_{ut}(f) = \frac{8kT}{3} \cdot g_{m1} \cdot \frac{r_{ut}^2}{1 + (2\pi f \cdot r_{ut} \cdot C_L)^2}$$

Brusbandbredden blir (enligt eq. 4.38 i Johns)

$$f_n = \frac{1}{4r_{ut}C_L}$$

Detta ger den totala bruseffekten på utgången till

$$\overline{v_{ut}^2} = \frac{8kT}{3} \cdot g_{m1} \cdot r_{ut}^2 \cdot f_n = \frac{2kT}{3C_L} \cdot g_{m1} \cdot r_{ut} = \frac{2kT}{3C_L} \cdot \frac{g_{m1}^2}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}}$$

c)

$$g_m = \sqrt{2\left(\mu_0 C_{ox}\frac{W}{L}\right)I_D} \Rightarrow g_{m1} \text{ och } g_{m2} \text{ ökar med } \sqrt{2}$$

och

$$g_{ds} = \frac{I_D}{LK_\lambda} \Rightarrow \text{ingen ändring av } g_{ds1} \text{ eller } g_{ds2}.$$

Totala bandbredden är given av den dominerande polen från a)

$$|p_1| \approx \frac{1}{r_{ds1} \cdot r_{ds2} \cdot g_{m2} \cdot C} \Rightarrow \text{och minskar därmed också med en faktor } \sqrt{2}$$

Brusbandbredden enligt b) är

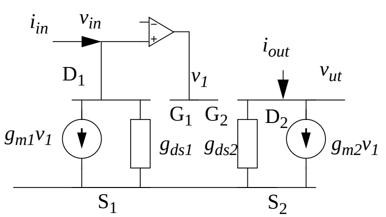
$$f_n = \frac{1}{4r_{ut}C_L} = \frac{1}{4 \cdot r_{ds1} \cdot r_{ds2} \cdot g_{m1} \cdot C_L} \Rightarrow \text{och minskar därmed med } \sqrt{2}.$$

Bruseffekten är

$$\overline{v_{ut}^2} = \frac{2kT}{3C_L} \cdot \frac{g_{m1}^2}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}} \Rightarrow \text{och ökar därmed med en faktor 2.}$$

Uppgift 7: Förstärkare

a)



b)

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

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

Nodekvationer

$$g_{m1} \cdot v_1 + v_{in} \cdot g_{ds1} = i_{in}$$
$$v_1 = v_{in} \cdot A$$

Detta ger

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{g_{ds1} + A \cdot g_{m1}} \approx \frac{1}{A \cdot g_{m1}} = \frac{1}{1000 \cdot 0.38m} = 2.6\Omega$$

c)

Minsta spänningen ges av $V_{eff} = V_{DS,\,sat} = V_{GS} - V_T$ för transistor M_2. Vi har att

$$I_D = (\beta/2) \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow$$

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_T = \sqrt{\frac{2 \cdot 20u}{92u \cdot \frac{40}{1}}} + 0.8 = 0.9\,V$$

Dvs $V_{ut,\,min} = V_{GS2} - V_T = 0.1\,V$.

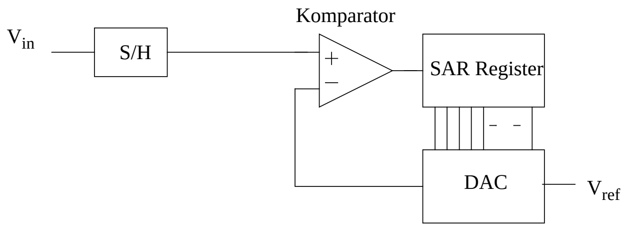
Uppgift 8: Operationsförstärkare

Bandbredden ges av

$$\omega_{-3dB} = \beta \cdot \omega_u = \frac{1}{2} \cdot 2\pi \cdot 4e6 = 2\pi \cdot 2\,\text{Mrad/s}$$

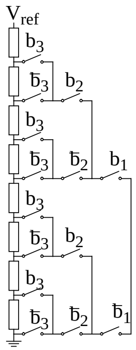
Uppgift 9: Dataomvandlare

a)



Det analoga värdet sparas först i en S/H krets. Det analoga värdet jämförs med utsignalen från en D/A omvadlare. Insignalen till D/A omvadlaren styrs av att SAR register som oftast använder binär sökning for att hitta den digital kod som ligger närmast det analoga insignalvärdet. Detta innebär att först jämförs insignalen med MSB i D/A omvandlaren. Beroende på resultatet i komparatorn sätts MSB till 1 eller 0. Detta upprepas för samtliga bits i den digitala utsignalen. Hastiheten miskar alltså linjärt med antalet bitar i den digitala utsignalen.

b)
Samtliga analoga utvärden för D/A omvadlaren skapas med en resistor-sring enl. oven. Switchar används för att koppla korrekt analog spänning till utgången. En nackdel är att antalet komponenter ökar exponentiellt med antalet bitar.



Uppgift 10:

a)
Slew Rate (SR) beskriver hur snabbt ut spänningen kan ändras i förstärkaren. SR begränsas av tillgänglig utström och lastkapacitans

$$SR = \frac{I_{ut,\,max}}{C_L} = \frac{I_6}{C_L} = \frac{I_7/2 + I_4}{C_L} = \frac{200u + 100u}{3p} = 100\,\text{V/us}$$

b)

$$|p_1| = \frac{1}{r_{ut} \cdot C_L} \approx \frac{1}{g_{m4} \cdot r_{ds2} \| r_{ds6} \cdot r_{ds4} \cdot C_L}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2 \cdot 92 \cdot 100 \cdot 200} = 1918\,\text{uA/V}$$

$$g_{m4} = \sqrt{2 \cdot 30 \cdot 150 \cdot 50} = 947\,\text{uA/V}$$

$$r_{ds2} = K_\lambda \frac{L}{I_D} = 8000 \cdot \frac{1}{0.2} = 40\text{k}\Omega$$

$$r_{ds4} = K_\lambda \frac{L}{I_D} = 12000 \cdot \frac{1}{0.1} = 120\text{k}\Omega$$

$$r_{ds6} = K_\lambda \frac{L}{I_D} = 12000 \cdot \frac{1}{0.25} = 40\text{k}\Omega$$

Detta ger

$$|p_1| = \frac{1}{r_{ut} \cdot C_L} \approx \frac{1}{g_{m4} \cdot r_{ds2} \| r_{ds6} \cdot r_{ds4} \cdot C_L} = \frac{1}{974u \cdot 20k \cdot 120k \cdot 3p} =$$

$$= 143 \times 10^3\,\text{rad/s}$$

och

$$A_0 = g_{m1} \cdot r_{ut} \approx g_{m1} \cdot g_{m4} \cdot r_{ds2} \| r_{ds6} \cdot r_{ds4} = 4484$$

Unity-Gain frekvensen ges av

$$\omega_u = A_0 |p_1| = \frac{g_{m1}}{C_L} = 2\pi \cdot 101.8\,\text{Mrad/s}$$

c)
Gör M_1 och M_2 4 gånger så breda. Detta medför att g_{m1} och g_{m2} ökar med en faktor 2. Detta medför att $\omega_u = g_{m1}/C_L$ också ökar med en faktor 2.

d)
Förstärkningen ökar med en faktor 2 eftersom g_{m1} ökar med en faktor 2. Slew Rate påverkas inte av omdesignen.

$$p_2 = -\frac{g_{m4}}{C_{gs4}}$$

är konstant medan unity-gain frekvensen ökar. Detta medför att unity gain frekvensen ligger närmare pol 2 vilket medför att fasmarginalen miskar.