

**Tentamen i  
TSTE 80,  
Analoga och tidsdiskreta integrerade kretsar**

**Tid:** 1998-08-21, kl 14.00 - 18.00

**Plats:** MJ3

**Ansvärlärare:** Mikael Gustavsson, ankn 1676

**Tillåtna hjälpmedel:** Räknedosa (ej förprogrammerad genom studentens försorg)  
Sune Söderkvist: *Formler & Tabeller*  
Eriksson, 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.

**Lösningar:** Anslås på anslagstavlan i C-korridoren, ing 27

**Betygslista:** Anslås på anslagstavlan senast 1998-09-01

**Visning:** Meddelas när betygslistan anslås

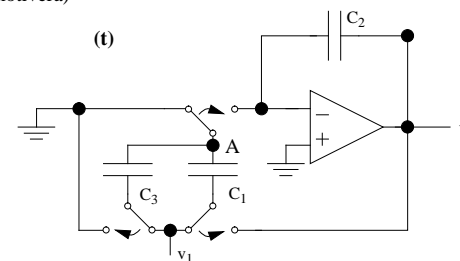
Lycka till!

1. I fig. 1 visas en SC-krets.

a) Använd laddningsanalys för att härleda ett uttryck för signalen  $v_2(t + 2\tau)$ . Switcharnas lägen i figuren visas vid tidpunkten  $t$ . Switcharna byter lägen med tidsmellanrummet  $\tau = T/2$  där  $T$  är periodtiden.

b) Bestäm z-transformen för  $v_2$ , dvs  $V_2(z) = f(V_1(z))$ .

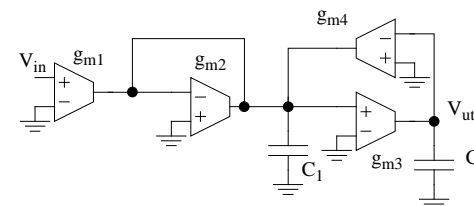
c) Påverkas resultatet om det finns en parasitkapacitans  $C_p$  mellan nod A (se figur) och jord? (motivera)



Figur 1: SC-kretsen i uppg. 1

(10p)

2. Figur 2 visar ett gm-C filter. Härled filtrets överföringsfunktion  $H(s)$ .



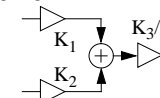
Figur 2: gm-C filtret i uppgift 2.

(6p)

3. Man önskar realisera ett filter med överföringsfunktionen

$$H(s) = \frac{4s^2 + 8s + 10}{2s^3 + 6s + 12}$$

Rita ett signalflödesschema som realiserar filtret. Schemat ska vara uppbyggt av summerande integratorer enligt fig. 3.

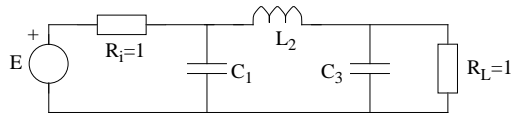


Figur 3: Summerande integrator.

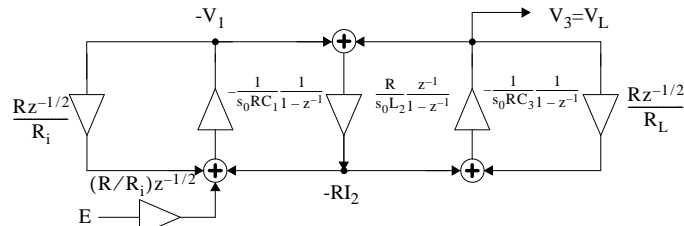
(6p)

4. I fig.4 visas ett normerat Butterworth filter ( $\omega_{ac} = 1 \text{ rad/s}$ ). Genom utgå från referensfiltret och använda LDI-transformen ( $s = s_0(z^{1/2} - z^{-1/2})$ ) får man det signalflödesschema som visas i fig. 5.

Modifiera signalflödesschemat så att det lämpar sig för realisering med SC-integratorer. Filtret behöver **inte** skalas m.a.p. signalnivåerna. Rita SC-filtret och beräkna dess kapacitans-kvoter. Switcharnas lägen i den ena klockfasen ska tydligt framgå. Kom ihåg att korrigera för approximationer i avbildningen från s- till z-planet. Samplingfrekvensen för SC-filtret är  $1/T = 500\text{kHz}$  och den önskade gränshfrekvensen  $f_c = 0.5\text{kHz}$ .



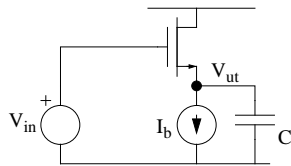
Figur 4: Referensfiltret i uppg. 4.  $C_1 = C_3 = 1\text{F}$  och  $L_2 = 2\text{H}$ .



Figur 5: Signalflödesschema för referensfiltret.

5. I fig. 6 visas en Common-Drain förstärkare som belastas på utgången av en kondensator C. Inverkan av övriga kapacitanser i kretsen kan antas vara försumbara.

- Bestäm den dominerande polens läge för förstärkaren, uttryckt i småsignalparametrar. Antag att  $V_{BS} = 0$ .
- Bestäm ett uttryck för den totala termiska bruseffekten  $\overline{v_{n,ut}^2}$  på utgången.
- Antag att transistorens bredd dubblas. Hur påverkas bandbredd och bruseffekt?

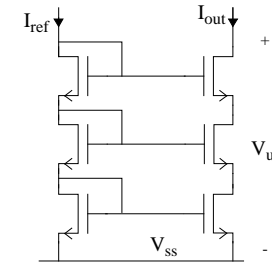


Figur 6: Common-Drain förstärkare.

(8p)

6. Betrakta den speciella strömspegeln i figuren nedan.  $V_{SS} = 0\text{V}$ ,  $I_{ref} = 20\mu\text{A}$ . Alla transistorer har storleken  $W = 40\mu\text{m}$  och  $L = 1\mu\text{m}$ . Antag att alla transistorer arbetar i mättnadsområdet och att  $V_{BS} = 0$ .

- Rita småsignalschema för strömspegeln.
- Bestäm ett uttryck för strömspegelns inresistans. Beräkna även dess värde.
- Bestäm  $V_{ut,MIN}$ , dvs den minsta ut-spänning för vilken alla transistorer är mättnade (i aktiva området). Antag att  $\lambda = 0$  för uppgift c).



Figur 7: Strömspegeln i uppg. 6

(8p)

7. I fig. 8 visas en folded-cascode operationsförstärkare. Följande data är givet:

$$\begin{aligned} W_1/L_1 = W_2/L_2 = 50\mu\text{m}/1\mu\text{m}, \quad W_3/L_3 = W_4/L_4 = 150\mu\text{m}/1\mu\text{m}, \\ W_5/L_5 = W_6/L_6 = W_7/L_7 = 100\mu\text{m}/1\mu\text{m}, \\ W_8/L_8 = W_9/L_9 = W_{10}/L_{10} = W_{11}/L_{11} = 120\mu\text{m}/0.6\mu\text{m} \end{aligned}$$

Strömmarna genom  $M_4$  och  $M_7$  är  $50\mu\text{A}$  respektive  $200\mu\text{A}$ .  $C_L = 5\text{pF}$ .

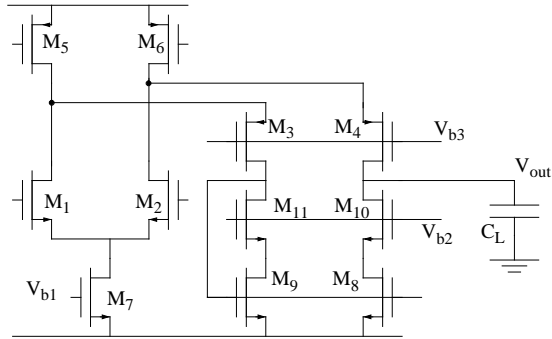
Poler och nollställen är approximativt givna av

$$p_1 = -\frac{1}{g_{m4} r_{ut1} r_{ds4} C_L} \quad p_2 = -\frac{g_{m4}}{C_{gs4}}$$

där  $r_{ut1} = r_{ds2} \parallel r_{ds6}$ .

- Beräkna Slew Rate för förstärkaren.
- Bestäm förstärkningen för låga frekvenser. Bortse från att  $M_{10}$  och  $M_8$  påverkar förstärkningen. Bestäm också unity-gain frekvensen.
- Designa om operationsförstärkaren så att förstärkningen blir dubbelt så stor.
- Hur mycket ändras unity-gain frekvensen efter omdesign? Påverkas Slew Rate och fasmarginal?

(10p)



Figur 8: Operationsförstärkaren i uppg.7.

8. Förklara principen för en översamplad Sigma-Delta A/D omvandlare. (4p)
9. Beskriv hur man med en uppsättning strömkällor och switchar kan göra en mycket snabb D/A omvandlare. D/A omvandlaren kan göras för binär-kod eller termometerkod. Beskriv skillnaden mellan dessa omvandlare och ange vilken typ som är att föredra (motivera). (4p)
10. När man gör layout för analoga komponenter som kapacitanser och transistorer använder man ofta s.k. enhets-transistorer och enhets-kapacitanser (unit-sized capacitors). Förklara vad detta innebär och ange varför man gör det. (2p)
11. En operationsförstärkare har unity-gain frekvensen 1MHz och för låga frekvenser är förstärkningen 4000. Förstärkaren återkopplas med återkopplingsfaktorn  $\beta = 1/4$ . Beräkna bandbredden ( $\omega_{-3dB}$ ) för den återkopplade förstärkaren. (2p)

**Transistorn: NMOS**

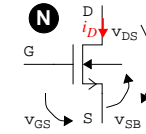
$$\beta = K' \cdot W/L = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}, \eta = \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{1/2}},$$

$$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|})$$

$$I_D = 0$$

$$I_D = \beta((V_{GS} - V_T) - V_{DS}/2)V_{DS}$$

$$I_D = (\beta/2) \cdot (V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda(V_{DS} - V_{eff}))$$



då  $V_{GS} < V_T$

då  $0 < V_{GS} - V_T > V_{DS}$

då  $0 < V_{GS} - V_T < V_{DS}$

**Transistorn: PMOS**

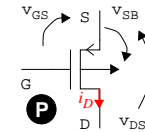
$$\beta = K' \frac{W}{L} = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}, \eta = \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{BS})^{1/2}},$$

$$V_T = V_{T0} - \gamma(\sqrt{2|\phi_F| + V_{BS}} - \sqrt{2|\phi_F|})$$

$$I_D = 0$$

$$I_D = \beta((V_{SG} - |V_T|) - V_{SD}/2)V_{SD}$$

$$I_D = (\beta/2) \cdot (V_{SG} - |V_T|)^2(1 + \lambda(V_{SD} - V_{eff}))$$



då  $V_{GS} < V_T$

då  $0 < V_{SG} - |V_T| > V_{SD}$

då  $0 < V_{SG} - |V_T| < V_{SD}$

**Småsignalparametrar:**

$$g_m = \sqrt{2\beta I_D}, r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D} = K_\lambda \frac{L}{I_D} \text{ och } g_s = \eta g_m \quad \text{i mättade området}$$

$$g_m = \beta V_{DS}, r_{ds} = \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_T)} \text{ och } g_s = \eta g_m \quad \text{i linjära området}$$

**Brus:**

Det termiska bruset i en transistor kan modelleras som en strömkälla mellan Source och Drain. Spektralitet för källan är

$$\frac{8kT}{3} g_m$$

Table 1: Processparametrar

Parameter	NMOS	PMOS	Enhet
$V_{T0}$	0.8	-0.9	V
$C_{ox}$	$1.9 \times 10^{-3}$	$1.9 \times 10^{-3}$	pF/ $\mu\text{m}^2$
$K' = \mu_0 C_{ox}$	92	30	$\mu\text{A}/\text{V}^2$
$K_\lambda$	8000	12000	$\Omega \cdot \text{mA}/\mu\text{m}$
$\gamma$	0.5	0.8	$\text{V}^{1/2}$
$\phi_F$	0.34	0.34	V