Lektion 5

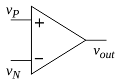
Uppgifter (Lektion): **3.18, 3.31**

Uppgifter (Rek.): *3.29, 3.30, 3.32, 3.39*

Teoretiska moment: **Operationsförstärkare**

Teori

• Operationsförstärkare



Olika kompenseringstekniker för att förbättra fasmarginalen och därmed känsligheten mot instabilitet kan användas.

Okompenserad OP
Överföringsfunktionen kan approximeras med två poler. En för var steg i operationsförstärkaren. R_i är de resistanser som förknippas med utgången på steg i, analogt för C_i.

$$p_1 = -\frac{1}{R_I C_I} \text{ och } p_2 = -\frac{1}{R_{II} C_{II}}$$

Båda två är högfrekventa och nära varandra. Detta brukar vara oacceptabelt ur stabilitetshänseende.

Millerkapacitans
En kapacitans kopplas från utgången på andra steget till utgången från första steget. Detta ger att C_I:s effekt förstärks och på grund av den negativa återkoppling (via C_C) så minskas utresistansen i utnoden. Detta ger:

$$p_1 \to -\frac{1}{g_{mII} R_I R_{II} C_C} \text{ och } p_2 \to -\frac{g_{mII}}{C_{II}} \text{ och } z_1 = \frac{g_{mII}}{C_C}$$

Approximationer: $C_{II} \gg C_I$, $C_C > C_I$ samt att $|p_2| \gg |p_1|$.

Detta ger en förlust i bandbredd men en vinst i fasmarginal. Däremot har ett nollställe dykt upp i HHP som i detta fall kommer förvärra fasmarginalen lite.

Nulling resistor
En metod är att införa en resistor i serie med kapacitansen för att ta bort nollstället i höger halvplan. Om en resistans R_z används så fås att:

$$p_1 \to -\frac{1}{g_{mII} R_I R_{II} C_C} \text{ och } p_2 \to -\frac{g_{mII}}{C_C} \text{ och } p_3 = -\frac{1}{R_z C_I} \text{ och } z_1 = \frac{1}{C_C(1/g_{mII} - R_z)}$$

Det finns därmed två möjligheter att släcka ut z_1. Antingen låta $z_1 \to \infty$ eller låta z_1 glida över i VHP och släcka ut polen p_2, dvs

$$R_{z1} = \frac{1}{g_{mII}} \text{ och } R_{z2} = \left(1 + \frac{C_{II}}{C_C}\right)\frac{1}{g_{mII}}$$

För stabilitet vid GB så krävs att $1/R_z C_I = |p_3| > A_{v0}|p_1| = g_{mI}/C_C$, vilket kommer ställa krav på valet C_C.

Bufferteknik
En metod för att släcka ut nollstället är att använda sig av en buffer som inte låter ström flyta från steg 1 till steg 2 via kondensatorn. Aproximativt sett så blir polerna de samma som för endast Millerkompensering, betraktas också impedansen i bufferten så kommer fallet att bli som för nulling resistor.

Och så vidare... flera olika metoder.
Betraka kompenseringstabellen.

Specifikation av operationsförstärkare

DC-förstärkning,	$A_0 = A_v(0)$
Gain-bandwidth,	GB
Input common-mode range,	CMR
Lastkapacitans,	C_L
Slew rate,	SR
Output swing,	OR
Effektförbrukning,	P_{diss}

Användbara förhållanden

Symmetrier,	$S_3 = S_4$, $S_1 = S_2$, $I_6 = I_7$, $I_1 = I_3 = I_2 = I_4 = I_5/2$, $S_7 I_5 \approx S_5 I_7$, $S_4 I_6 = S_6 I_6$, $S_6 S_5 = 2 S_4 S_7$
Slew Rate:	$SR = I_5/C_C$
Förstärkning i differentialsteget:	$A_{v1} = \frac{g_{m2}}{g_{ds2} + g_{sd4}} = \frac{g_{m2}}{(\lambda_2 + \lambda_4)(I_5/2)}$
Förstärkning i slutsteget:	$A_{v2} = \frac{g_{m6}}{g_{sd6} + g_{ds7}} = \frac{g_{m6}}{(\lambda_6 + \lambda_7) I_6}$
Gain-bandwidth:	$GB = \frac{g_{m2}}{C_C}$
Pol i utsteget:	$p_2 = -\frac{g_{m6}}{C_L}$

Nollställe i HHP:	$z_1 = \frac{g_{m6}}{C_C}$
Common-mode range:	$CMR = [V_{SS} + \sqrt{I_5/\beta_1} + V_{T1} + V_{DS5,sat},$ $, V_{DD} - \sqrt{I_5/\beta_3} - V_{T3} + V_{T1}]$

Insvängningstid med mera.

• Brus

Kan modelleras som en bruskälla i form av spänningskälla på gate eller strömkälla från drain till source. Tre vanliga typer är:

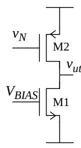
Hagelbrus, popcornbrus, shot noise, $i^2(f) = 2qI_D$

Termiskt brus, $v^2(f) = 4kTR$

"ett-över-f"-brus, $1/f$ -noise, $i^2(f) = K_f[I^a/f^b]$

Uppgifter

Uppgift 3.19



Beräkna omslagsspänningen för komparatorn. Aktuella värden ges i uppgiften av $(W/L)_1 = 10$ och $(W/L)_2 = 100$. $V_{DD} = 8\,\text{V}$, $V_{SS} = 0\,\text{V}$ och $V_{BIAS} = 2.5\,\text{V}$ samt tabellvärden.

Det inses att det är en "inverterande" komparator. Om v_N är hög som kommer utsignalen att vara låg och vice versa. Detta kommer ge en ungefärlig kurva enligt figur. Om man låter v_N sjunka från hög till låg så kommer v_{ut} att stiga. Vid något tillfälle kommer M2 att lämna sitt "cut-off"-område och börja leda (antag att den börjar leda i sitt *mättade* område och därefter så småningom träda in i sitt linjära område). Strömmen som M2 kommer att generera kommer vara lika stor som biasströmmen som genereras av transistor M1. (Antag att M1 också arbetar i sitt mättade område, vilket gäller då $v_{ut} > V_{BIAS} - V_{T1}$ vilket kan antas gälla i det område som utsignalen slår om).

Detta ger att man kan skriva upp strömformlerna för båda transistorerna:

$$I_{B1} \approx 0.5\beta_1 (V_{BIAS} - V_{SS} - V_{T1})^2 (1 + \lambda_1 V_{est})$$

$$I_{B2} \approx 0.5\beta_2 (V_{DD} - V_{TRP} - |V_{T2}|)^2 (1 + \lambda_2 V_{est})$$

där V_{est} är en uppskattning av spänningen mellan source och drain på de båda transistorerna $V_{est} \approx (V_{DD} - V_{SS})/2$. V_{TRP} kan lösas ut till:

$$V_{TRP} \approx V_{DD} - |V_{T2}| - \left[\frac{\beta_1}{\beta_2} \cdot \frac{(1 + \lambda_1 V_{est})}{(1 + \lambda_2 V_{est})}\right]^{1/2} (V_{BIAS} - V_{SS} - V_{T1})$$

Vilket kan approximeras med

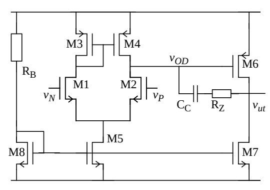
$$V_{TRP} \approx V_{DD} - |V_{T2}| - \sqrt{\beta_1/\beta_2}(V_{BIAS} - V_{SS} - V_{T1})$$

Ur detta kan man också se att omslagsspänningen är linjärt beroende med avseende på biasspänningen V_{BIAS}.

Med värden insatta så fås att $V_{TRP} \approx 6.31\,\text{V}$.

Uppgift 3.31

$A_0 = 4000$. $CMR = [-3, 3]\,\text{V}$,
$OR = [-4, 4]\,\text{V}$, $\phi_m = 60°$,
$C_{ut} = 20\,\text{pF}$, $SR = 2V/\mu s$
$P_{diss} \le 10\,\text{mW}$, $V_{DD} = -V_{SS} = 5\,\text{V}$,
$R_B = 100k\Omega$, $GB = 1MHz$.



$$p_1 \approx -\frac{1}{g_{mII} R_I R_{II} C_C},\ p_2 \approx -\frac{g_{mII}}{C_{II}},$$

$$p_3 \approx -\frac{1}{R_Z C_I},\ z_1 = \frac{1}{C_C(1/g_{mII} - R_Z)}$$

Räkna först uppgiften med Millerkompensering och därefter sätta in nulling resistor. Använd kokboksreceptet.

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:

   $$C_C = \frac{X_\phi}{X_z}C_L = 4.4pF$$

3. Det finns inget angivet om insvängningstiden T_S i uppgiften så därför kan I_5 ges med hälp av slew rate: $I_5 = SR \cdot C_C$. I punkt 2 beräknades C_C:

   $I_5 = 2M \cdot 4.4pA = 8.8\mu A$

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

   $$S_3 = S_4 = \frac{I_5}{K'_3[V_{DD} - V_{in,hi} - |V_{T3}| + V_{T1}]^2} = \frac{8.8\mu}{8\mu(5-3-1+1)^2} \approx 0.55$$

   Välj $S_3 = S_4 = 1$.

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

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

   $$\frac{\sqrt{8\mu \cdot 1 \cdot 8.8\mu}}{1.33 \cdot 430\mu \cdot 10\mu \cdot 10\mu} \approx 148M$$

   Vilket är mycket större än GB och därmed approximativt inget inflytande.

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

   $$S_1 = S_2 = \frac{g_{m2}^2}{K'_2I_5} = \frac{(GB \cdot C_C)^2}{K'_2I_5} = \frac{(2\pi \cdot 1M \cdot 4.4p)^2}{17\mu \cdot 8.8\mu} \approx 5.11$$

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

   $$S_5 = \frac{2I_5}{K'_5(V_{in,lo} - V_{SS} - \sqrt{I_5/\beta_1} - V_{T1})^2} =$$

   $$= \frac{2 \cdot 8.8\mu}{17\mu(-3-(-5) - \sqrt{8.8\mu/(17\mu \cdot 5.11)} - 1)^2} \approx 2.23$$

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

$$S_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = \frac{X_\phi GBC_L}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = \frac{2.2 \cdot 1M \cdot 2\pi \cdot 20p}{8\mu \cdot (5-4)} \approx 34.6$$

9. Beräkna strömmen I_6.

   $$I_6 = max\left[\frac{g_{m6}^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3}I_1\right] = max\left[\frac{(X_\phi \cdot GB \cdot C_L)^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3} \cdot \frac{I_5}{2}\right] = max[138, 152]\mu A$$

   $I_6 = 152\mu A$

10. Bestäm storleken på transistor M7, utnyttja speglingen mellan de två grenarna.

   $$S_7 = S_5\frac{I_7}{I_5} = S_5\frac{I_6}{I_5} = 2.23\frac{152}{8.8} \approx 38.5$$

11. Kontrollera kraven på effekt och förstärkning:

   $P_{diss} = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6) = 10 \cdot (152 + 8.8)\mu \approx 1.6mW$

   $$A_v = \frac{2GB \cdot C_C\sqrt{2\beta_6I_6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3)I_6(\lambda_6 + \lambda_7)} = \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 1M \cdot 4.4p \cdot \sqrt{2 \cdot 8\mu \cdot 152\mu}}{8.8\mu \cdot 0.03 \cdot 152\mu \cdot 0.03} \approx 13320$$

   Båda kraven uppfyllda!

12. OK

13. OK

Återstår att bestämma storleken på transistor M8.

$$I_8 = \frac{\beta_8}{2}(V_{DS8} - V_{T0})^2 = \frac{\beta_8}{2}(V_{DD} - R_BI_8 - V_{SS} - V_{T0})^2 \text{ och } S_8 = \frac{I_8}{I_5}S_5$$

Detta ger att

$$S_8 = \frac{S_5}{R_BI_5}\left(\sqrt{\frac{2I_5}{K'_nS_5}} + V_{DD} - V_{SS} - V_{T0}\right) \approx 24$$

Därmed är också

$$I_8 = \frac{S_8I_5}{S_5} = \frac{24}{2.23}8.8\mu \approx 95\mu A$$

Kravet på effektfröbrukningen måste kontrolleras:

$P_{diss} = 1.6mW + (V_{DD} - V_{SS})I_8 \approx 2.55mW$

vilket uppfyller kraven på $P_{diss} < 10mW$.

Fall 2, inkopplandet av en resistor. Använd kokboksreceptet.

1. OK

2. Enligt uppgiften visste vi att

$$z_1 = \frac{1}{C_I(1/g_{mII} - R_Z)}$$

Det finns två möjligheter att släcka ut effekterna av nollstället. Antingen kan man låta nollstället släcka ut polen p_2: $p_2 = z_1$ (dvs låta R_z vara så stor att nollstället glider över i VHP), detta ger att:

$$R_z = \left(1 + \frac{C_L}{C_C}\right) \cdot \frac{1}{g_{m6}} \text{ vilket också kan skrivas som } R_z = \frac{1}{g_{m6}}\left(1 + \frac{X_z}{X_\phi}\right)$$

En annan metod är att låta låta $z_1 \rightarrow \infty$ vilket ger att

$$R_z = \frac{1}{g_{m6}}$$

Enligt kompenseringstabellen så fås tre stycken kvarvarande poler, p_1, p_2, p_3.
Kravet på den högsta polen är att $p_3 » 10GB$.

Enligt tabellen så fås också att $X_\phi = 1.73$ vid $\phi_m = 60°$.

Välj $C_C = \frac{X_\phi}{X_z}C_L$ där $X_z = 10$. Detta ger $C_C = 3.46pF$.

3. Slew rate ger strömmen: $I_5 = SR \cdot C_C = 2M \cdot 3.46p = 6.92\mu A$

4. Bestäm storleken på transistor M3 genom att använda CMR. $S_3 = S_4$ är beroende av I_5:

   $$S_3 = S_4 = \frac{I_5}{K'_3[V_{DD} - V_{in,hi} - |V_{T3}| + V_{T1}]^2} \approx 0.43 \text{. Välj } S_3 = S_4 = 1 \text{.}$$

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

   $$p_{M3} = \frac{g_{m3}}{2 \cdot 0.67 \cdot C_{ox}L_{min}W_3} = \frac{\sqrt{2K'_pS_3I_3}}{2 \cdot 0.67 \cdot C_{ox}L_{min}W_3} \approx 131M$$

   Vilket är mycket större än GB:

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

   $$S_1 = S_2 = \frac{g_{m2}^2}{K'_2I_5} = \frac{(GB \cdot C_C)^2}{K'_2I_5} \approx 4.02$$

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

   $$S_5 = \frac{2I_5}{K'_5(V_{in,lo} - V_{SS} - \sqrt{I_5/\beta_1} - V_{T1})^2} \approx 1.75$$

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

   $$S_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = \frac{X_\phi GB}{K'_6(V_{DD} - V_{out,hi})} = 19.3$$

9. Beräkna strömmen I_6.

   $$I_6 = max\left[\frac{g_{m6}^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3}I_1\right] = max\left[\frac{(X_\phi GBC_L)^2}{2K'_6S_6}, \frac{S_6}{S_3} \cdot \frac{I_5}{2}\right] = 153\mu A$$

10. Bestäm storleken på transistor M7

   $$S_7 = S_5\frac{I_7}{I_5} = S_5\frac{I_6}{I_5} = 38.7$$

11. Kontrollera kraven på effekt och förstärkning:

   $P_{diss} = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6) = 1.6mW$

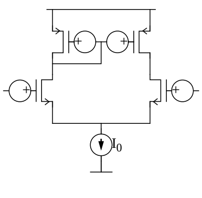
   $$A_v = \frac{2GB \cdot C_C\sqrt{2\beta_6I_6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3)I_6(\lambda_6 + \lambda_7)} = 9918$$

12. OK

13. OK

   Beräkningen av S_8 ointressant i detta jämförande fall.

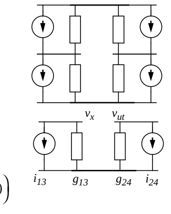
Uppgift 3.18



Bruskällor på alla gateingångar. Beräkna den totala bruskällan på ingången och den ekvivalenta brusströmmen på utgången.

Bruskällorna antas vara vitt brus, dvs alla bruskällor är okorrelerade med varandra.

Betrakta ekvivalent småsignalschema i vilket man låter utnoden från strömkällan vara småsignalmässigt lika med jord.



$v_x = -\frac{i_{13}}{g_{13}}$ och $v_{ut} = -\frac{i_{24}}{g_{24}}$ där

$g_{13} = g_{ds1} + g_{sd1}$, $g_{24} = g_{ds2} + g_{sd4}$

$i_{13} = g_{m1}\hat{v}_{n1} + g_{m3}(v_x + \hat{v}_{n3})$ samt

$i_{24} = g_{m2}\hat{v}_{n2} + g_{m4}(v_x + \hat{v}_{n4})$

$$v_x = -\frac{g_{m3}v_{n3} + g_{m1}v_{n1}}{g_{m3} + g_{13}}$$

$$v_{ut} = -\frac{1}{g_{24}}\left(g_{m2}\hat{v}_{n2} + g_{m4}\hat{v}_{n4} + \frac{g_{m4}}{g_{m3} + g_{13}}(g_{m3}v_{n3} + g_{m1}v_{n1})\right)$$

Antag att $g_{m2} = g_{m1} = g_n$, $g_{m3} = g_{m4} = g_p$, $g_{24} = g_{13} = g$, samt att $g « g_p$. Detta ger att

$$v_{ut} = \frac{g_p}{g}(v_{n4} + v_{n3}) + \frac{g_n}{g}(v_{n1} + v_{n2})$$

Effekten av utsignalen kan skrivas genom att använda effektivvärde (medelvärde):

$$v_{ut}^2 = \left[\frac{g_p}{g}(v_{n4} + v_{n3}) + \frac{g_n}{g}(v_{n1} + v_{n2})\right]^2 =$$

$$= \frac{1}{g_n^2}(g_n^2 v_{n1}^2 + g_n^2 v_{n2}^2 + g_p^2 v_{n3}^2 + g_p^2 v_{n4}^2) + \frac{1}{g_n^2}(\square v_{n1} v_{n2} + \square v_{n1} v_{n3} + \ldots)$$

Där den andra termen ($\square \ldots$) består av produkter mellan okorrelerade bruskällor. Dessa produkter måste vara lika med noll på grund av medelvärdesbildningen. Detta medför att

$$v_{ut}^2 = \frac{1}{g_n^2}(g_n^2 v_{n1}^2 + g_n^2 v_{n2}^2 + g_p^2 v_{n3}^2 + g_p^2 v_{n4}^2)$$

För att få reda på utströmmen så kortsluts utgången till jord och ingen ström kommer längre att passera genom g_{24}. Det vill säga att $i_{out} = -i_{24} = g_{24} v_{ut} = g v_{ut}$. På så sätt kan vi få effekten av utströmmen genom medelvärdesbildning:

$$i_{out}^2 = g^2 v_{out}^2 = g_n^2 v_{n1}^2 + g_n^2 v_{n2}^2 + g_p^2 v_{n3}^2 + g_p^2 v_{n4}^2$$

En ekvivalent spänningskälla på ingången kan beräknas genom att anta att operationsförstärkaren förstärker spänningen v_{ekv} med g_{mOP}, dvs att $i_{out}^2 = g_{mOP}^2 v_{ekv}^2$. Från tidigare lektioner och övningar så inses att

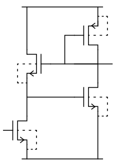
$$v_{out}^2 = \left(\frac{g_n}{g}\right)^2 v_{in}^2, \text{ dvs att } g_{mOP}^2 = g_n^2.$$

Den ekvivalenta spänningskällan (brus) har alltså effektivvärdet:

$$v_{ekv}^2 = \frac{i_{out}^2}{g_{mOP}^2} = \frac{i_{out}^2}{g_n^2} = v_{n1}^2 + v_{n2}^2 + \frac{g_p^2}{g_n^2}(v_{n3}^2 + v_{n4}^2)$$

Uppgift 3.29

För att förbättra utegenskaperna för en specifik krets så kan olika utgångssteg användas. Dessa buffertar kan designas på många olika sätt.



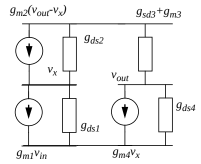
I småsignalschemat kan man se att

$$v_x = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}}[g_{m2}(v_{out} - v_x) - g_{m1} v_{in}] \text{ dvs}$$

$$v_x = \frac{g_{m2} v_{out} - g_{m1} v_{in}}{g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2}} \approx v_{out} - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} v_{in}$$

samt att

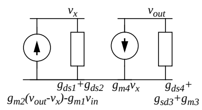
$$v_{out} = -\frac{g_{m4}}{g_{ds4} + g_{sd3} + g_{m3}} v_x \approx -\frac{g_{m4}}{g_{m3}} v_x$$



Detta ger följdaktligen att

$$v_{out} = \frac{g_{m1}/g_{m2}}{1 + g_{m4}/g_{m3}} v_{in} \approx \frac{1}{2} v_{in}.$$

där den sista approximationen förutsätter att alla g_m är ungefär lika stora.



Småsignalförstärkningen är då $A_v \approx \frac{1}{2}$

Ett exaktare uttryck för småsignalförstärkningen ges av:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1} g_{m4}}{g_{m2} g_{m4} + (g_{m3} + g_{sd3} + g_{ds4})(g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2})}$$

Utresistansen kan härledas till att vara

$$r_{out} \approx \frac{1}{g_{m3} + g_{m4}}$$

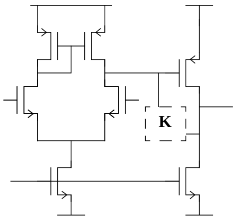
Uppgift 3.30

Chopperstabilisering

Frekvensmodulering av insignalen för att minska ner inflytandet av $1/f$-brus. Signalen höjs upp till en bärfrekvens runt vilken $1/f$-bruset är försumbart litet. Komplexiteten ökar dock, dvs fler komponenter, större area och därmed större effektförbrukning.

Uppgift 3.32

Kokboksreceptet används.



$g_{m6} \geq 10 g_{m2}$

$A_v = 72\,\text{dB}$, $P_{diss} \leq 3\,\text{mW}$, $GB = 2\,\text{MHz}$,

$C_1 = 1\,\text{pF}$, $C_L = C_2 = 10\,\text{pF}$, $\phi_m = 60°$,

$V_{SS} = -5\,\text{V}$, $V_{DD} = 5\,\text{V}$, $SR = 10\,\text{V/µs}$,

$CMR = [-2.41, 4]\,\text{V}$, $OR = [-4, 4]\,\text{V}$,

$S_i \geq 1$, $L = 10\,\mu\text{m}$, Nulling resistor.

Minimal area.

Pol nummer två skall släckas ut, dvs z_1 skall läggas på p_2. Därmed fås att

$$R_Z = \frac{1}{g_{m6}}\left(1 + \frac{C_2}{C_C}\right) \text{ och } p_1 = -\frac{1}{g_{m6} R_I R_{II} C_C}, \; p_3 = -\frac{1}{C_I R_Z} = -\frac{g_{m6} C_C}{C_I(C_2 + C_C)}$$

Ur kompenseringstabellen kan också ses att $X_\phi(60°) = 1.73$. Ur tabellen så fås att att den kvarvarande polen p_3 skall placeras på $X_\phi GB$, dvs att

$$\frac{1}{C_I R_Z} = \frac{g_{m6} C_C}{C_I(C_2 + C_C)} = X_\phi GB = X_\phi \frac{g_{m2}}{C_C} \text{ vilket ger en andragradsekvation enligt}$$

$$C_C^2 - X_\phi \frac{g_{m2}}{g_{m6}} C_I C_2 \left(1 + \frac{C_C}{C_2}\right) = 0 \text{ vilket kan approximeras med } \left(\frac{C_C}{C_2} \ll 1\right)$$

$$C_C = \sqrt{X_\phi \frac{g_{m2}}{g_{m6}} C_I C_2} = \sqrt{1.73 \cdot \frac{1}{10} \cdot 1 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^{-12}} \approx 1.3\,\text{pF}$$

Kokboksreceptet

1. Tabell ger att $\lambda_n = 0.01$ och $\lambda_p = 0.02$.

2. $C_C \approx 1.3\,\text{pF}$ enligt ovan.

3. Propageringstiden är inte specifierad. Använd SR för att bestämma i_5.

   $i_5 = SR \cdot C_C = 10 \cdot 10^6 \cdot 1.3 \cdot 10^{-12} = 13\,\mu\text{A}$.

4. Använd CMR för att bestämma storlekarna på M3 och M4

$$S_3 = S_4 = \frac{I_5}{K'_3[V_{DD} - V_{in,hi} - |V_{T3}| + V_{T1}]^2} =$$

Uppgift 3.39

VCO:er

Härledning av frekvensen är ganska enkel. Onödigt krånglig i facit.