Lektion 6

Uppgifter (Lektion): **3.25, 3.27**

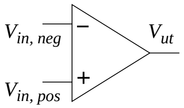
Uppgifter (Rek.):

Teoretiska moment: **Operationsförstärkare, En/Två - polssystem, Kompensering**

Teori

• Förstärkare

Differentialförstärkare



Grundprincip på systemnivå. Utsignalen kan i det linjära fallet skrivas som (offset bortses):

$$V_{ut}(s) = P(s) \cdot V_{in,\,pos}(s) + N(s) \cdot V_{in,\,neg}(s)$$

Detta kan också skrivas som

$$V_{ut}(s) = D(s) \cdot V_{diff}(s) + C(s) \cdot V_{comm}(s)$$

där

$V_{diff}(s) = V_{in,\,pos}(s) - V_{in,\,neg}(s)$,

$V_{comm}(s) = 0.5[V_{in,\,pos}(s) + V_{in,\,neg}(s)]$ och

$P(s) = 0.5C(s) + D(s)$, $N(s) = 0.5C(s) - D(s)$, dvs att

$C(s) = P(s) + N(s)$ och att $D(s) = 0.5[P(s) - N(s)]$.

$P(s)$ och $N(s)$ är förstärkningen för den positiva respektive negativa insignalen. $D(s)$ och $C(s)$ är den differentiella respektive common-mode-förstärkningen.

För småsignaler (och linjära förstärkningar) så gäller att

$$v_{ut} = A_d \cdot v_{diff} + A_c \cdot v_{comm}$$

Spänningsförstärkare har idealt sett oändligt hög inresistans och oändligt liten utresistans. I frekvensplanet är överföringsfunktionen konstant för alla frekvenser.

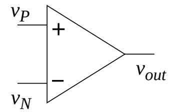
Common-mode range, $CMR = [V_{CM,\,Lo}, V_{CM,\,Hi}]$, är det spänningsområde inom vilket förstärkningen blir linjär för ***båda*** insignalerna.

Output range, är det utsignalområde som ges av *CMR*, eller möjligt utsignalområde.

Common-mode rejection ratio, $CMRR = |A_d| / A_c$, anger förhållandet mellan den differentiella förstärkningen A_d och common-mode-förstärkningen A_c.

Slew rate, $S_r = \max \frac{dv_{ut}(t)}{dt}$, anger den maximala lutningen under det att $v_{ut}(t)$ är konstant växande / avtagande.

Operationsförstärkare



Snarlikt beteende som komparatorn, men i detta fall är det själva förstärkningen A_v som är intressant. Idealt sett så kan utsignalen för en operationsförstärkare skrivas som förstärkningen gånger den differentiella insignalen; $V_{out} = A_v(V_P - V_N)$.

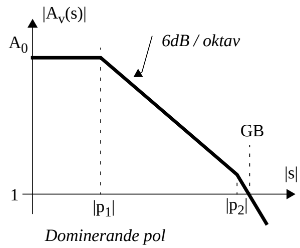
Som diskuterades i förra lektionen så kan utsignalen skrivas med laplacetransform som

$$V_{out}(s) = A_v(s)[V_N(s) - V_P(s)] + A_c(s)[V_1(s) + V_2(s)]/2$$

dvs en uppdelning i den differentiella förstärkningen och common-modeförstärkningen. $A_c(s)$ kan ofta försummas gentemot $A_v(s)$. Om differentiella förstärkningen delas upp i poler och nollställen så är en praktisk modell:

$$A_v(s) = \frac{A_0}{(1 - s/p_1)(1 - s/p_2)\ldots}$$

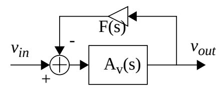
Systemet kan oftast approximeras med tre eller två poler.



Den så kallade *unity gain bandwitdh*, ***GB***, bestäms av var förstärkningen är lika med 1, dvs $|A_v(s)||_{s = jGB} = 1$. I de flesta realiseringar är den första polen p_1 dominerande och man kan också visa att det är i princip den som bestämmer hur stort GB blir. (observera skillnader i olika framställningar, antingen rad/s eller Hz, vid räkning med poler måste radianer användas.)

De flesta operationsförstärkare används också i återkopplade system. Därför är det också intressant att undersöka hur pass “stabilt”det återkopplade systemet blir. Det återkopplade systemet får systemfunktionen

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_v(s)}{1 + A_v(s)F(s)}$$



Instabilitet kan uppträda om nämnaren blir noll, dvs att

$$L(s) = -A_v(s)F(s) = 1$$

Detta betyder att $|A_v(s)F(s)| = 1$ och $\arg[A_v(s)F(s)] = \pi$. För att undvika instabilitet så vill man alltså att $\arg[A_v(s)F(s)] > -\pi$. Om vi antar att återkopplingen består av $F(s) = 1$ så ses att den första likheten är uppfylld vid GB. Däremot måste undersökas om fasmarginalen är stor nog. Fasmarginalen är definierad som $\phi_m = \pi + \arg[A_v(s)F(s)]$ och kravet är att $\phi_m > 0$ (med god marginal, tex $45°$).

För en ideal OP gäller att Inresistansen är oändligt stor, utresistansen är oändligt liten. Förstärkningen är oändligt stor och konstant för alla frekvenser. Den differentiella insignalen är lika med noll.

För att modifiera fasmarginalen så används olika kompenseringstekniker (interna återkopplingar). Härmed minskas risken för instabilitet.

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.

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

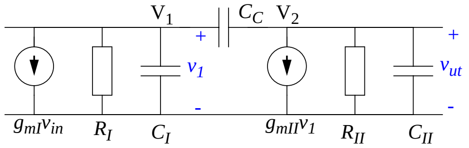
Symmetrier,	$S_3 = S_4$, $S_1 = S_2$, $I_6 = I_7$, $I_1 = I_3 = I_2 = I_4 = I_5/2$, $S_7 I_5 \approx S_5 I_7$, $S_4 I_6 = S_6 I_6$, $S_6 S_5 = 2 S_4 S_7$
Slew Rate:	$SR = I_5/C_C$
Förstärkning i differentialsteget:	$A_{v1} = \frac{g_{m2}}{g_{ds2} + g_{sd4}} = \frac{g_{m2}}{(\lambda_2 + \lambda_4)(I_5/2)}$
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:	$CMR = [V_{SS} + \sqrt{I_5/\beta_1} + V_{T1} + V_{DS5,sat}$, $, V_{DD} - \sqrt{I_5/\beta_3} - V_{T3} + V_{T1}]$

Uppgifter

Uppgift 3.25

Tvåstegs operationsförstärkare.
$g_{mI} \approx g_{m6}$

För att kunna beräkna bandbredden måste ett uttryck för överföringsfunktionen hittas.



Inför laplacetransformer och impedanser och använd nodanalys i noderna V_1 och V_2.

$$(0 - V_1)Y_I + (V_2 - V_1)Y_C - g_{mI}V_{in} = 0$$

$$(V_1 - V_2)Y_C + (0 - V_2)Y_{II} - g_{mII}V_1 = 0$$

Matrisformen blir då:

$$\begin{bmatrix} -Y_C - Y_I & Y_C \\ Y_C - g_{mII} & -Y_C - Y_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{mI}V_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$V_{ut} = V_2$ löses med Cramers regel och ger överföringsfunktionen:

$$A = \frac{V_{ut}}{V_{in}} = \frac{-g_{mI}(Y_C - g_{mII})}{(Y_C + Y_I)(Y_C + Y_{II}) - Y_C(Y_C - g_{mII})} =$$

$$= \frac{g_{mI}g_{mII}\left(1 - \frac{sC_C}{g_{mII}}\right)}{\frac{(1 + sC_IR_I)sC_C}{R_I} + \frac{(1 + sC_{II}R_{II})sC_C}{R_{II}} + \frac{(1 + sC_{II}R_{II})(1 + sC_IR_I)}{R_IR_{II}} + sg_{mII}C_C} =$$

$$= \frac{g_{mI}g_{mII}(1 - sC_C/g_{mII})}{\frac{1}{R_IR_{II}} + s\left(\frac{R_{II}}{R_I}(C_C + C_{II}) + \frac{R_I}{R_{II}}(C_C + C_I) + g_{mII}C_C\right) + s^2(C_C(C_I + C_{II}) + C_{II}C_I)}$$

Pole-splitting:
Antag att vi har en systemfunktion som är

$$H(s) = 1 + as + bs^2 = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right) = 1 - s\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right) + \frac{s^2}{p_1p_2} \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1p_2}$$

Där man har antagit att $|p_2| \gg |p_1|$. p_i kan lösas ut ur $H(s)$: $p_1 = -1/a$ och $p_2 = -a/b$

Med hjälp av pole splitting så fås att (antag att g_{mII} är stor)

$$p_1 = \frac{-1}{R_I(C_C + C_{II}) + R_{II}(C_C + C_I) + g_{mII}C_CR_IR_{II}} \approx \frac{-1}{g_{mII}C_CR_IR_{II}}$$

$$p_2 = \frac{-(R_I(C_C + C_{II}) + R_{II}(C_C + C_I) + g_{mII}C_CR_IR_{II})}{(C_C(C_I + C_{II}) + C_{II}C_I)R_IR_{II}} \approx \frac{-g_{mII}C_C}{C_C(C_I + C_{II}) + C_{II}C_I}$$

man kan också anta att $C_{II} \gg C_I$ och att $C_C > C_I$ vilket ger att $p_2 \approx -g_{mII}/C_{II}$.

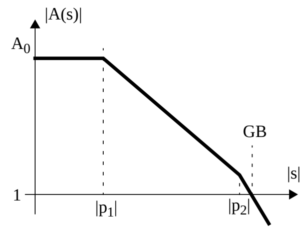
Detta ger en approximativ överföringsfunktion enligt:

$$H'(s) = \frac{g_{mI}g_{mII}(1 - sC_C/g_{mII})R_IR_{II}}{1 + sg_{mII}C_CR_IR_{II} + s^2C_CC_{II}R_IR_{II}}$$

Ur systemfunktionen kan vi identifiera ett nollställe $z = g_{mII}/C_C$ (HHP) och två stycken poler $p_1 = -1/g_{mII}C_CR_IR_{II}$ och $p_2 = -g_{mII}/C_{II}$ (VHP).

För att enkelt bestämma unity gain bandwidth så måste en enkelpolsmodell användas. Antag att p_2 ligger i närheten av GB.

En god uppskattning av GB är då en rät linje från brytpunkten vid $|p_1|$ till GB, dvs att $A_0|p_1| = 1 \cdot GB$.



$$A_0 = A(0) = g_{mI} \cdot R_I \cdot g_{mII} \cdot R_{II} \text{ och}$$

$$|p_1| = 1/g_{mII}C_CR_IR_{II}$$

$GB = g_{mI}/C_C$, vilket skulle visas.

Uppgift 3.27

Svar enligt övningshäftet