Lektion 3

Uppgifter (Lektion): **3.10 3.15 3.20**

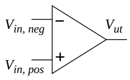
Uppgifter (Rek.): *3.12 3.17*

Teoretiska moment: **Kretsberäkningar, Differentialsteg, Förstärkning**

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

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

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

$$P(s) = 0.5C(s) + D(s),\ N(s) = 0.5C(s) - D(s), \text{ dvs att}$$

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

$P(s)$ 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.

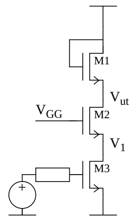
Output range, är det utsignalområde som ges av *CMR*, eller möjligt utsignalområde.

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.

Uppgifter

Uppgift 3.10



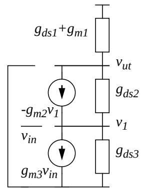
Alla transistorer antas vara i mättnadsområdet. Försumma bulkeffekter. Rita upp ett småsignalschema för förstärkaren. På grund av att V_{GG} är konstant så kommer förstärkningen i transistor M2 att ges av $g_{m2}(0 - v_1) = -g_{m2}v_1$ och förstärkningnen i transistor M3 ges enligt samma resonemang av $g_{m3}(v_{in} - 0) = g_{m3}v_{in}$. M1 är diodkopplad och därmed kan dess småsignalrepresentation skrivas som en konduktans $g_{m1} + g_{ds1}$. Med nodanalys så kan potentialerna i v_1 och v_{ut} räknas ut:

$$(0 - v_{ut})(g_{m1} + g_{ds1}) + (v_1 - v_{ut})g_{ds2} - (-g_{m2}v_1) = 0$$

$$(0 - v_1)g_{ds3} + (v_{ut} - v_1)g_{ds2} - g_{m3}v_{in} + (-g_{m2}v_1) = 0$$

Vilket ger att

$$\begin{bmatrix} -(g_{m1} + g_{ds1}) - g_{ds2} & (g_{m2} + g_{ds2}) \\ g_{ds2} & -g_{ds3} - (g_{m2} + g_{ds2}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{ut} \\ v_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ g_{m3}v_{in} \end{bmatrix}$$



Ekvationssystemet kan lösas och ger att

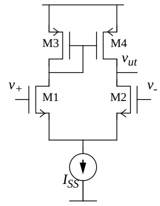
$$\frac{v_{ut}}{v_{in}} = \frac{-g_{m3}(g_{m2} + g_{ds2})}{(g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds2})(g_{m2} + g_{ds2} + g_{ds3}) - (g_{m2} + g_{ds2})g_{ds2}}$$

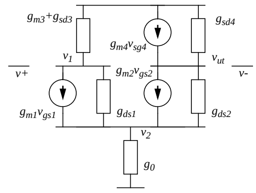
Om vi antar att $g_{dsi} \ll g_{mi}$ så kan förstärkningen skrivas som:

$$\frac{v_{ut}}{v_{in}} = \frac{-g_{m3}\cdot g_{m2}}{g_{m1}\cdot g_{m2} - 0} = -g_{m3}/g_{m1}$$

Antagandet $g_{dsi} \ll g_{mi}$ kan också tolkas som att man försummar kanallängdsmodulation. Detta betyder också att transistor M2 inte inverkar på resultatet (bestämmer endast potentialen V_1). Alla transistorer är mättade, dvs strömmar – och därmed förstärkning – beror inte på spänningarna v_{ds} och transistor M2 är redundant vid bestämmandet av strömmen i_D.

Uppgift 3.15





Analysen görs med nodanalys där tre noder kan identifieras: v_1, v_2 och v_{ut}. Man kan också

identifiera att $v_{gs1} = v_+ - v_2$, $v_{gs2} = v_- - v_2$ och $v_{sg4} = 0 - v_1$.
Enligt uppgiften kan vi också anta att konduktanserna är lika: $g_{mn} = g_{m1} = g_{m2}$, $g_{mp} = g_{m3} = g_{m4}$, $g_{dn} = g_{ds1} = g_{ds2}$ samt $g_{dp} = g_{sd3} = g_{sd4}$. Låt $g_p = g_{mp} + g_{dp}$ och $g_n = g_{mn} + g_{dn}$, detta ger ett ekvationssystem som därefter kan skrivas på matrisform:

$$\begin{bmatrix} -g_{m3} - g_{sd3} - g_{ds1} & g_{m1} + g_{ds1} & 0 \\ g_{ds1} & -g_0 - (g_{m1} + g_{ds1}) - (g_{m2} + g_{ds2}) & g_{ds2} \\ -g_{m4} & g_{m2} + g_{ds2} & -(g_{sd4} + g_{ds2}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_{ut} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{m1}v_+ \\ -g_{m1}v_+ - g_{m2}v_- \\ g_{m2}v_- \end{bmatrix}$$

Genom att införa omskrivningarna så fås:

$$\begin{bmatrix} -(g_p + g_{dn}) & g_n & 0 \\ g_{dn} & -(g_0 + 2g_n) & g_{dn} \\ -g_{mp} & g_n & -(g_{dp} + g_{dn}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_{ut} \end{bmatrix} = g_{mn}\begin{bmatrix} v_+ \\ -(v_+ + v_-) \\ v_- \end{bmatrix}$$

Cramers regel används för att räkna ut v_{ut}. Determinanten för den ursprungliga matrisen blir:

$$Det = -(g_p + g_{dn})(g_0 + 2g_n)(g_{dp} + g_{dn}) - g_n g_{dn} g_{mp} + g_{dn} g_n (g_{mp} + g_{dn}) + g_n g_{dn}(g_p + g_{dn}) =$$

$$= -g_0(g_p + g_{dn})(g_{dp} + g_{dn}) - 2g_n[g_{dp}^2 - g_{dn}^2 + g_{mp}(g_{dn} + g_{dp})]$$

Den täljardel i uttrycket som hör till v_+ kan beräknas till:

$$A'_{pos} = g_{mn}[-g_{mp}(g_0 + 2g_n) + g_n g_{mp} + g_{dn} g_n - g_n(g_p + g_{dn})] =$$

$$= -g_{mn}[g_0 g_{mp} + g_n(g_p + g_{mp})]$$

Täljardelen för v_- beräknas till:

$$A'_{neg} = g_{mn}[(g_p + g_{dn})(g_0 + 2g_n) + g_n g_{mp} - g_n(g_p + g_{dn}) - g_n g_{dn}] =$$

$$= g_{mn}[g_0(g_p + g_{dn}) + g_n(g_p + g_{mp})]$$

Enligt uppgiften skulle vi bestämma common-mode och differentiella förstärkningen A_{cm} respektive A_{dm}. Enligt teorin för differentialförstärkare så fås $A_{cm} = [A'_{pos} + A'_{neg}]/Det$ och att $A_{dm} = 0.5[A'_{pos} - A'_{neg}]/Det$.

Därmed är

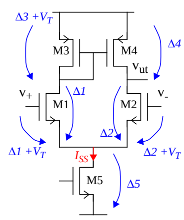
$$A_{dm} = \frac{-1}{Det}\cdot g_{mn}g_{mp}\left[g_0\left(1 + \frac{g_{dp} + g_{dn}}{2g_{mp}}\right) + g_n\left(2 + \frac{g_{dp}}{g_{mp}}\right)\right] \text{ och } A_{cm} = \frac{g_{mn}g_0(g_{dn} + g_{dp})}{Det}$$

Enligt approximationer $g_{mp}, g_{mn} \gg g_0, g_{dn}, g_{dp}$ så fås att:

$$A_{dm} \approx \frac{-2g_{mn}g_{mn}g_{mp}}{-2g_{mn}g_{mp}(g_{dp} + g_{dn})} = \frac{g_{mn}}{(g_{dp} + g_{dn})} \text{ och } A_{cm} \approx \frac{g_{mn}g_0(g_{dn} + g_{dp})}{-2g_{mn}g_{mp}(g_{dp} + g_{dn})} = -\frac{g_0}{2g_{mp}}$$

Transistorerna är mättade så därför fås att: $A_{dm} = \frac{\sqrt{2\beta_n I_{SS}/2}}{(\lambda_n + \lambda_p)I_{SS}/2} \approx \begin{cases} 123 & I_{SS} = 10\mu A \\ 389 & I_{SS} = 1\mu A \end{cases}$
Slew rate för systemet är givet av $SR = \max\frac{dv_{out}(t)}{dt} = \max\frac{i_{ut}(t)}{C} = \frac{I_{SS}}{C}$
CMRR kan beräknas enligt: $CMRR = \frac{A_{dm}}{|A_{cm}|} = \frac{2g_{mn}g_{mp}}{(g_{dp} + g_{dn})g_0}$

Uppgift 3.20



I figuren kan vi definiera $\Delta i = v_{dsi,\,sat}$ och V_T är tröskelspänningen. Observera att olika värden kommer att användas beroende på transistortyp.
Vänstersidan i differentialförstärkaren bestämmer insignalområdet (worst case) eftersom transistor M3 tar upp större spänningsområde än M4 ($\Delta 3 + |V_{T3}| > \Delta 4$). Högersidan bestämmer naturligtvis utsignalområdet.
CMR kan bestämmas med hjälp av enkel potentialvandring. Den minsta möjliga och största möjliga insignalspänningen skall beräknas. Kravet är att alla transistorer är mättade. Detta ger att:

$$v_{in,\,l} = V_{SS} + \Delta 5 + v_{gs1} = V_{SS} + \Delta 5 + \Delta 1 + V_{T1} =$$

$$= V_{SS} + V_{T1} + \sqrt{2I_{SS}/\beta_5} + \sqrt{2I_{SS}/(2\beta_1)}$$

$$v_{in,\,h} = V_{DD} - (\Delta 3 + |V_{T3}|) - \Delta 1 + v_{gs1} = V_{DD} - \sqrt{2I_{SS}/(2\beta_3)} - |V_{T3}| + V_{T1}$$

För utsignalområdet så kan samma resonemang användas:

$$v_{out,\,l} = V_{SS} + \Delta 5 + \Delta 2 = \underbrace{V_{SS} + \Delta 5 + v_{gs2}} - V_{T2} = -V_{T2} + v_{N,\,min}$$

$$v_{out,\,h} = V_{DD} - \Delta 4 = V_{DD} - \sqrt{2\beta_4(I_{SS}/2)}$$

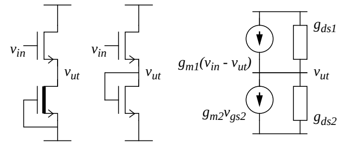
Med tabellvärden insatta så fås att:

$$CMR = [v_{in,\,l}, v_{in,\,h}] \approx [2.24, 4.68]\,\mathrm{V}$$

Output range $= [v_{out,\,l}, v_{out,\,h}] \approx [v_{N,\,min} - 1, 4.68] \approx [1.24, 4.68]$ V. $v_{N,\,min}$ uppskattas med $v_{in,\,l}$.

Uppgift 3.12

En depletion mode transistor har ett specialdopat skikt under gaten. För en n-kanals transistor (NMOS) så dopas kanalen negativt, detta ger att vi kan få en negativ tröskelspänning.



Spänningsförstärkningen kan lösas ut ur småsignalschemat. De båda kretsarna är symmetriska så därför görs en generell beräkning: Med KCL i v_{ut}:

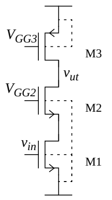
$$(0 - v_{ut})g_{ds1} + (0 - v_{ut})g_{ds1} + g_{m1}(v_{in} - v_{ut}) - g_{m2}v_{gs2} = 0$$

För depletion mode transistorn är $v_{gs2} = 0$, för enhancement mode är $v_{gs2} = v_{ut}$. Detta ger:

$$A_{depl} = \frac{1}{1 + \frac{g_{ds1} + g_{ds2}}{g_{m1}}} \approx 1 \text{ och } A_{enh} = \frac{1}{1 + \frac{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2}}{g_{m1}}} \approx \frac{1}{1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}}}$$

Det inses att $A_{depl} > A_{enh}$. För att A_{enh} skall närma sig 1, så måste $g_{m1} \gg g_{m2}$ vilket kräver att arean för M1 måste vara väldigt stor ($g_{m1} \sim \sqrt{W/L}$).

Uppgift 3.17



Utresistansen beräknas då insignalen är lika med noll. Nodanalys:

$$(0 - v_{ut})g_{sd3} + i_{ut} + (v_x - v_{ut})g_{ds2} + v_x(g_{mbs2} + g_{m2}) = 0$$
$$(0 - v_x)g_{ds1} + (v_{ut} - v_x)g_{ds2} - v_x(g_{mbs2} + g_{m2}) = 0$$

Sätt $g_{m2} + g_{mbs2} = g_2$ och med Cramers regel så fås

$$\frac{v_{ut}}{i_{ut}} = r_{ut} = \frac{g_{ds1} + g_{ds2} + g_2}{(g_{sd3} + g_{ds2})(g_{ds1} + g_{ds2} + g_2) - g_{ds2}(g_2 + g_{ds2})}$$

Detta kan skrivas om som:

$$r_{ut} = \frac{1}{g_{sd3} + \frac{g_{ds2}g_{ds1}}{g_{ds1} + gds2 + g_2}} \approx \frac{1}{g_{sd3}} = r_{sd3}$$