

FÖRELÄSNING 12

Olika sätt att bygga förstärkare

Differentialförstärkaren (översikt)

Strömspegeln

Till sist: Operationsförstärkaren

ANALOGT DESIGNKONTEXT

- ◆ Syftet med denna föreläsning är att binda ihop de olika kunskaper vi förvärvat inom analoga kretsar.
- ◆ Målet för dagen är att konstruera en komplett operationsförstärkare!
- ◆ Några av de byggblock som vi behöver för konstruktionen har vi ännu inte tagit upp i kursen; ja, en del av dem ingår faktiskt inte alls, annat än som orientering.
- ◆ Vi kommer idag studera några fler kretsar utöver det vanliga CS-steget, men det blir studier på en övergripande nivå ...

vi vill bara förstå tillräckligt av SF-steget, strömspegeln och diff-steget för att kunna förstå funktionen hos en anständig operationsförstärkare.

Olika sätt att bygga förstärkare

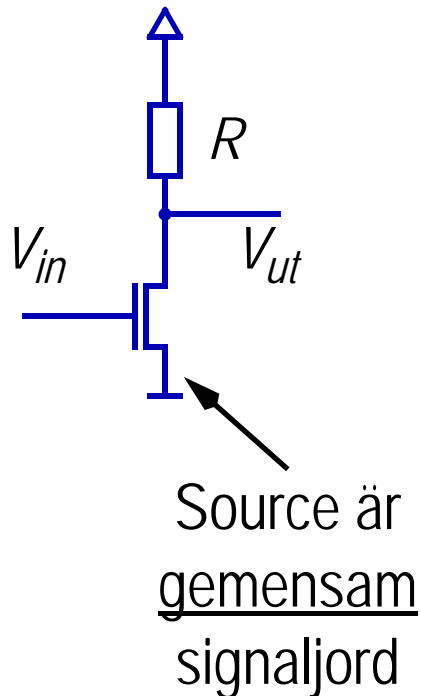
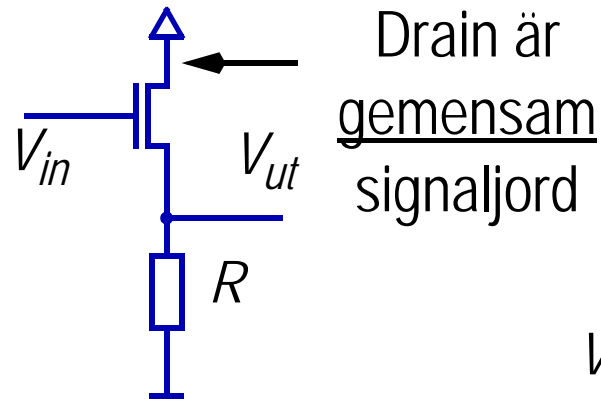
(S&S4 5.7.1 - 5.7.3/S&S5 4.7, 6.7)

OLIKA FÖRSTÄRKARSTEG

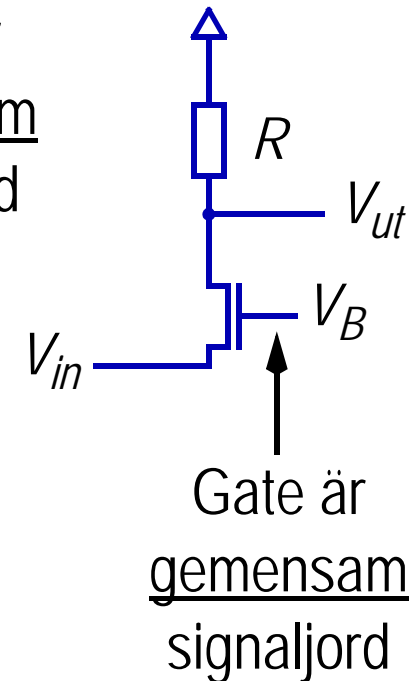
- ◆ Man kan identifiera ett antal olika transistorkopplingar som är grundläggande för all elektronik. De finner sina tillämpningar utgående från sina speciella egenskaper, t.ex. spänningsförstärkning, strömförstärkning, inimpedans, utimpedans, linjaritet, signalsving, etc.
- ◆ Transistorkopplingarna/stegen är giltiga för både bipolära och MOS-transistorer.
- ◆ Stegen är relevanta såväl för analoga som digitala kretsar, men jag tar upp dessa under "analoga kretsar", för de tillhör denna tradition. Jag tittar f.f.a. på typiska analoga egenskaper, som småsignalsförstärkning.
- ◆ **Notera** att jag i denna föreläsning kommer anta att kanalens småsignalsresistans, r_{ut} , är oändligt stor för att hålla uttrycken kompaktare än i referensboken.

“COMMON-X” STEG - SMÅSIGNALSTÄNKANDE

Common Source

Common Drain
(eller Source follower)

Common Gate

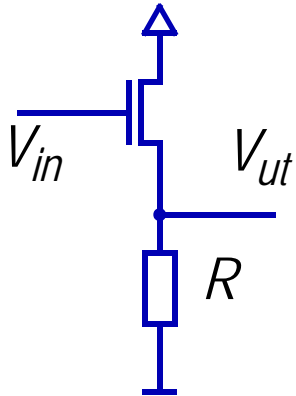


SOURCE FOLLOWER (SF) - "EMITTERFÖLJARE" 1(2)

- ◆ $V_{gs} = V_{in} - V_{ut}$ samt

$$I_D = \frac{k}{2} (V_{gs} - V_T)^2 = \frac{k}{2} (V_{in} - V_{ut} - V_T)^2 \Rightarrow$$

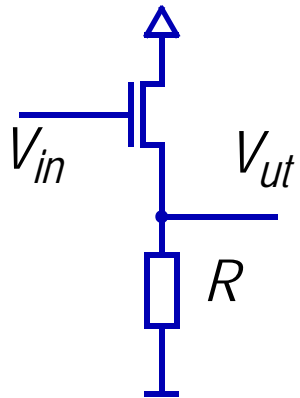
$$V_{ut} = R \cdot I_D = R \cdot \frac{k}{2} (V_{in} - V_{ut} - V_T)^2.$$



Vad är småsignalförstärkningen?

- ◆ $J_0, \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = R \cdot \frac{k}{2} \frac{d}{dV_{in}} ((V_{in} - V_{ut} - V_T)^2).$

SOURCE FOLLOWER (SF) - "EMITTERFÖLJARE" 2(2)



$$\diamond \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = R \cdot \frac{k}{2} \frac{d}{dV_{in}} ((V_{in} - V_{ut} - V_T)^2) \Rightarrow$$

$$\frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = R \cdot k (V_{in} - V_{ut} - V_T) \left[\frac{dV_{in}}{dV_{in}} - \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} - \frac{dV_T}{dV_{in}} \right].$$

inuti vilken $\frac{dV_{in}}{dV_{in}} = 1$ och $\frac{dV_{ut}}{dV_{in}}$ är vad vi söker.

$$\diamond \text{Men vad är } \frac{dV_T}{dV_{in}}?$$

BODYEFFEKTEN PÅVERKAR TRÖSKELSPÄNNINGEN

- ◆ *Hur ändras tröskelspänningen när V_{in} ändras?*
- ◆ Vi har sedan tidigare (Fö 3 och SPICE-övning 2)

$$\Delta V_T = \text{GAMMA} (\sqrt{\text{PHI} + V_{sb}} - \sqrt{\text{PHI}}).$$
- ◆ I en SF-krets är $V_{source} = V_{ut}$ medan bodyn är jordad (se Fö 3), d.v.s. $V_{sb} = V_{ut}$.
- ◆ Vi deriverar (se s. 399 i S&S4 eller s. 297 i S&S5) och får fram χ :

$$\frac{dV_T}{dV_{ut}} = \text{GAMMA} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\text{PHI} + V_{ut}}} = \chi \text{ (chi)}.$$

- ◆ Kedjeregeln ger nu $\frac{dV_T}{dV_{in}} = \frac{dV_T}{dV_{ut}} \cdot \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = \chi \cdot \frac{dV_{ut}}{dV_{in}}$.

FÖRSTÄRKNINGEN I EN SOURCE FOLLOWER

◆ Vi har $\frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = R \cdot k (V_{in} - V_{ut} - V_T) \left[\frac{dV_{in}}{dV_{in}} - \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} - \frac{dV_T}{dV_{in}} \right]$.

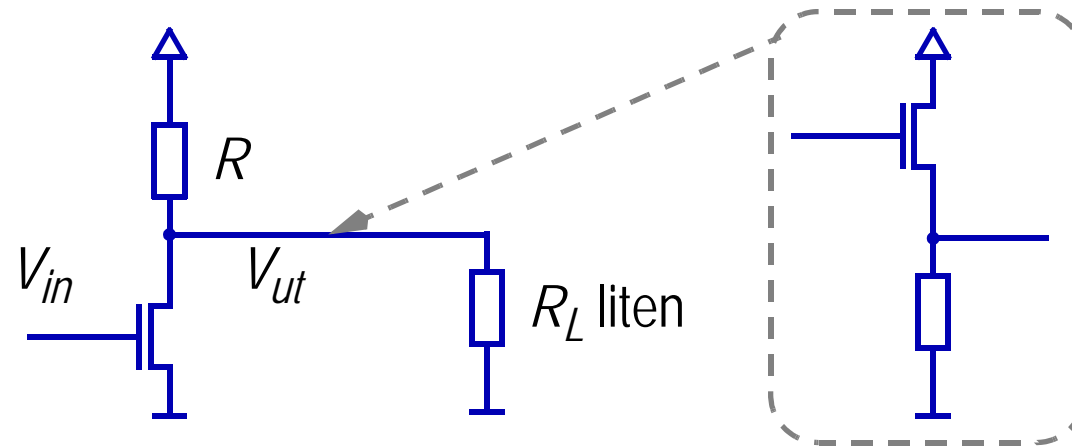
Dessutom vet vi sedan förut att $g_m = k (V_{GS} - V_T) = k (V_{in} - V_{ut} - V_T)$.

◆ Nu fås $\frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = g_m R \left[1 - \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} - \frac{dV_T}{dV_{in}} \right] = g_m R \left[1 - \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} - \chi \cdot \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} \right]$, och

$$A_v \cdot (1 + g_m R (1 + \chi)) = g_m R.$$

◆ Till sist fås: $A_v = \frac{g_m R}{1 + g_m R (1 + \chi)} \rightarrow \frac{1}{1 + \chi}$. **Spänningsförstärkning < 1 !**

ANVÄNDNING AV SF-STEG I ANALOG DESIGN



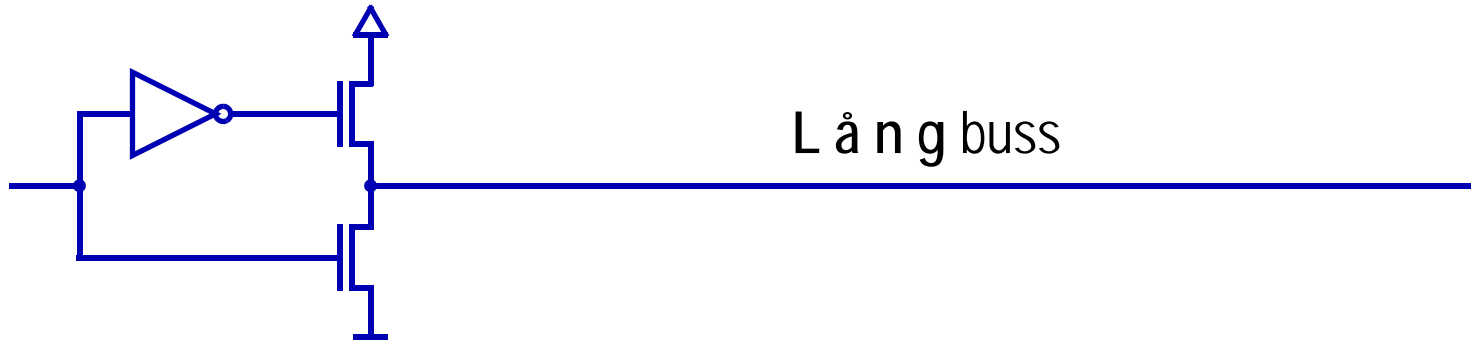
- ◆ I ett CS-steg vill vi normalt sett ha mycket hög förstärkning. Från Fö 3 vet vi att $A_v = -g_m R$ (vi antar nu MOS:ens småsignalsresistans r_{ut} är oändligt hög).
- ◆ För att få ett högt A_v ska R vara mycket stort, vilket leder till stor utimpedans.
- ◆ En stor utimpedans kan inte effektivt leverera en spänning till ett påföljande steg om det påföljande steget har låg inimpedans.

En lösning kan vara att infoga ett SF-steg mellan CS-steget och R_L

ORIENTERING: NACKDELAR MED SF-STEG

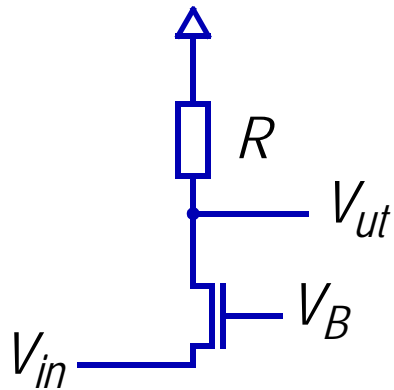
- ◆ En source follower fungerar alltså som buffertsteg, när det gäller analog design. Dock har den vissa nackdelar, jämfört med CS-steget.
- SF-steget är inte särskilt linjärt i sitt beteende, och det kan delvis märkas i hur bodyeffekten kommer in och påverkar förstärkningen. (Ett alternativ kan vara att bygga SF-steget med PMOS istället för NMOS, för då kan man koppla samman body och source på PMOS:en.)
- För att SF-stegets alla transistorer ska befinna sig i sina mättade områden krävs högre spänningssving på ingången. Omvänt kan man säga (det är ju svårt att bara höja matningsspänningen hursomhelst!) att SF-steget försämrar signalsvinget på utgången, vilket ofta är allvarligt.

ORIENTERING: ANVÄNDNING AV SF-STEG I DIGITAL DESIGN



- ◆ Nu skulle vi egentligen bara tala om analoga kretsar, men det finns som sagt stort släktskap mellan analogt och digitalt. En source follower är nämligen användbar i digitala lågeffektsapplikationer, just för att den tappar signalsving.
- ◆ Bussen drivs endast till $V_{DD} - V_T$ för en logisk etta: En lågsvingsbuss där P minskar från $f V_{DD}^2 C_{buss}$ till $f V_{DD}(V_{DD} - V_T) C_{buss}$.
- ◆ Dessutom är Millereffekten i praktiken borttagen på övre NMOS:en, och därför minskar kapacitansen som måste laddas upp och ur. *Ser du varför?*

ORIENTERING: COMMON GATE (CG) STEGET



- ◆ $V_{GS} = V_B - V_{in}$ samt

$$I_D = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{k}{2} (V_B - V_{in} - V_T)^2 \Rightarrow$$

$$V_{ut} = V_{DD} - R \cdot \frac{k}{2} (V_B - V_{in} - V_T)^2$$

Vad är småsignalförstärkningen?

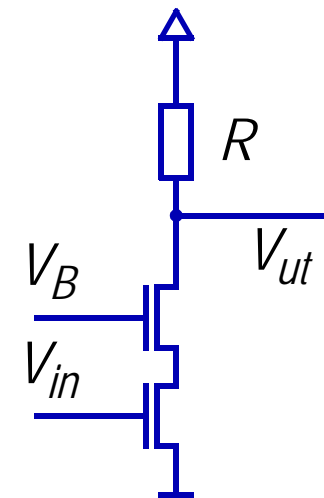
- ◆ $J_0, \frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = -R \cdot \frac{k}{2} \frac{d}{dV_{in}} ((V_B - V_{in} - V_T)^2)$

ORIENTERING: FÖRSTÄRKNINGEN I ETT CG-STEG

- ◆ Vi hade alltså $\frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = -R \cdot k (V_B - V_{in} - V_T) \left[-1 - \frac{dV_T}{dV_{in}} \right]$.
- ◆ Vi har $g_m = k (V_B - V_{in} - V_T)$. Bodyeffekten kommer in som $\frac{dV_T}{dV_{sb}} = \chi$
och i CG-steg gäller ju istället att $V_{sb} = V_{in}$, så $\frac{dV_T}{dV_{sb}} = \frac{dV_T}{dV_{in}} = \chi$.
- ◆ Alltså: $\frac{dV_{ut}}{dV_{in}} = -g_m R (-1 - \chi)$ vilket ger $A_v = g_m R (1 + \chi)$.
- ◆ Förstärkningen kan vara stor. Varken SF och CG inverterar insignalen!

ANVÄNDNING AV CG-STEGET I ANALOG DESIGN

- ◆ Man använder oftast CG-steget ihop med ett CS-steg för att skapa en s.k. kaskod-krets, som i bilden till höger.
- ◆ Man kan läsa mer i S&S4 6.5 och 10.8, eller S&S5 6.8 (ej BJT).
- ◆ En kaskod är en vanlig krets i lite större förstärkarsteg, t.ex. i operationsförstärkare.
- ◆ Vad är det då som är bra med kaskoden?
 - + Kan ge mycket hög utimpedans.
 - + Kan ge mycket hög förstärkning.
 - + Bra skärmning mellan utgång och ingång.



Differentialförstärkaren (översikt)

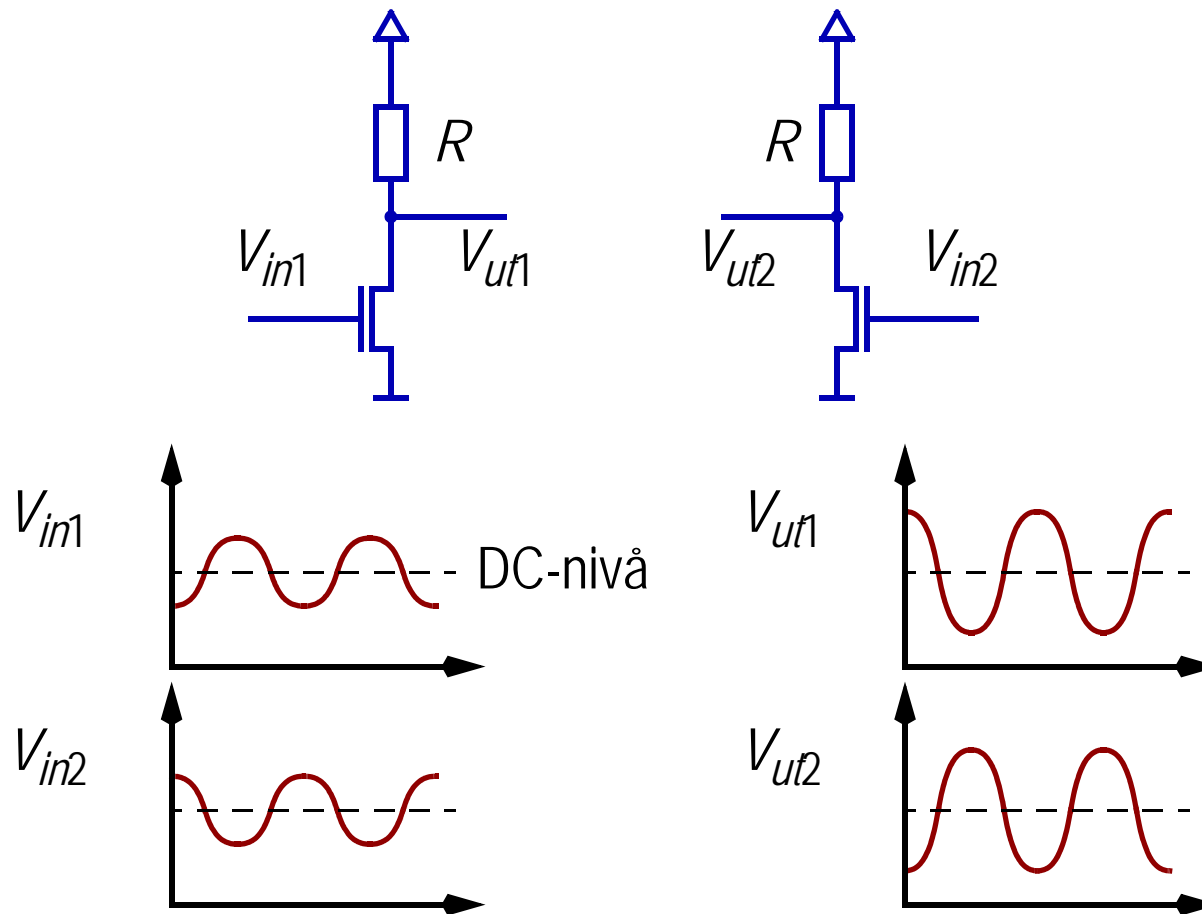
(S&S4 6.1 - 6.2, 6.6/S&S5 7.1 - 7.7)

DIFFERENTIALFÖRSTÄRKAREN

- ◆ Differentialförstärkaren förstärker skillnaden mellan två insignaler V_1 och V_2 .
- ◆ Det finns flera skäl till att utnyttja differensen mellan två signaler.

Ett skäl är att om vi "lyssnar" på differensen mellan två signaler, då spelar det oftast ingen roll om det tillkommer störningar i våra kretsar, eftersom de flesta störningar påverkar båda signalerna lika mycket och differensen lämnas opåverkad.

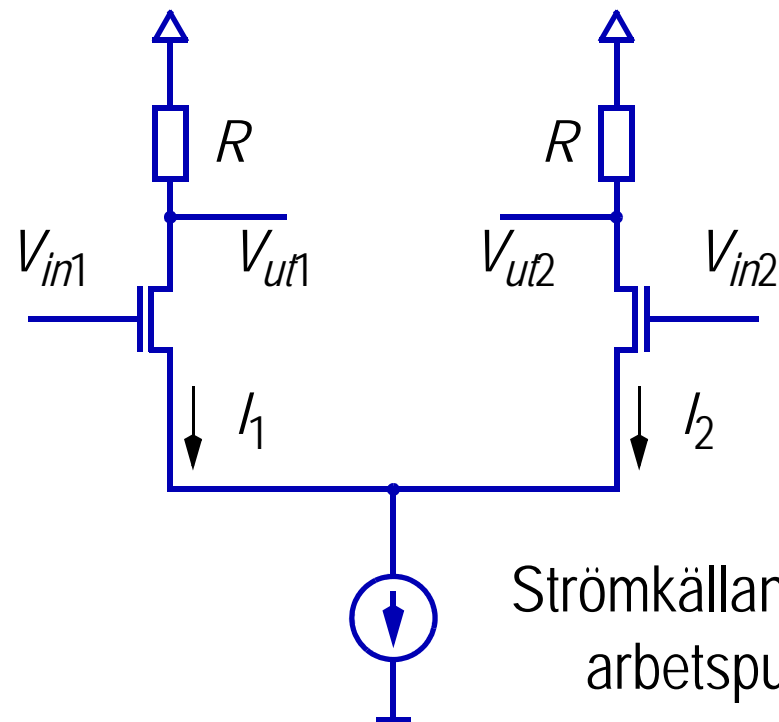
ETT FÖRSTA DIFFERENTIELLT STEG



PROBLEM

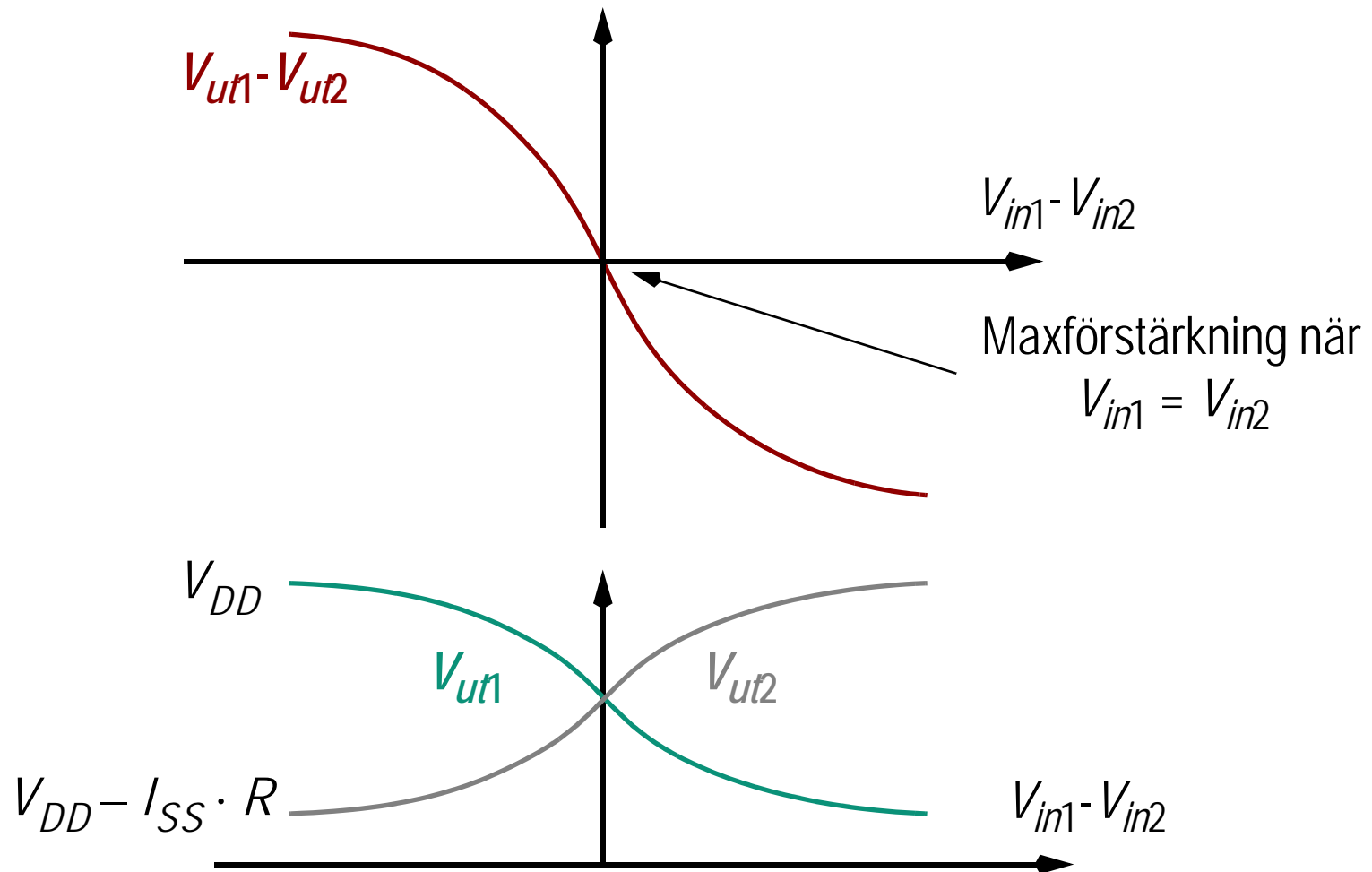
- ◆ Differentiell förstärkning innebär att vi vill bortse från vilka DC-nivåer vi har på respektive insignal, men har vi två oberoende CS-steg kommer ju arbetspunkten i respektive steg (och förstärkningen) att bero av DC-nivåerna.
- ◆ Med tanke på att man bygger differentiellt för att undvika störningar och annat så kan man anta att man inte har full koll på alla parametrar, däribland DC-nivåer.
- ◆ Vi måste alltså tillse att strömmen i arbetspunkten är stabil, och ej beror alltför mycket på DC-nivåerna på ingångarna.

DIFFERENTIELLT STEG AV STANDARDTYP

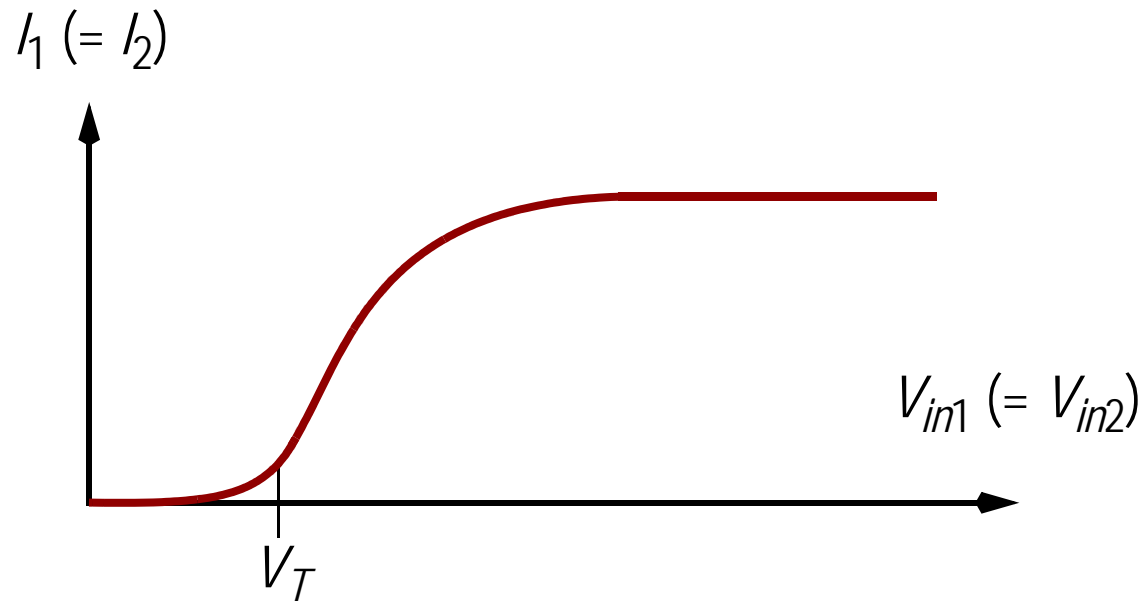


Strömkällan ser till att kontrollera
arbetspunktens strömmar,
så att $I_{SS} = I_1 + I_2$

DIFFERENTIELL FÖRSTÄRKNING



VARIATION I "COMMON-MODE" (CM) SPÄNNING

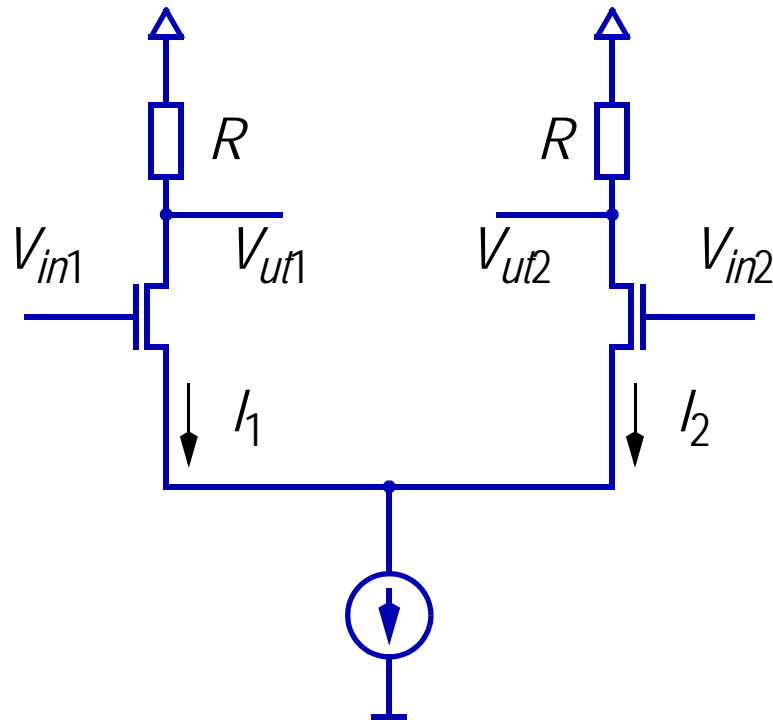


(En sak man kan hänga upp sig på är att även om det finns en strömkälla som alltid ska leverera strömmen I_{SS} , så stänger man faktiskt av denna källa genom att stänga av båda transistorerna!)

Strömspegeln

(S&S4 5.6.2, 6.6/S&S5 6.3)

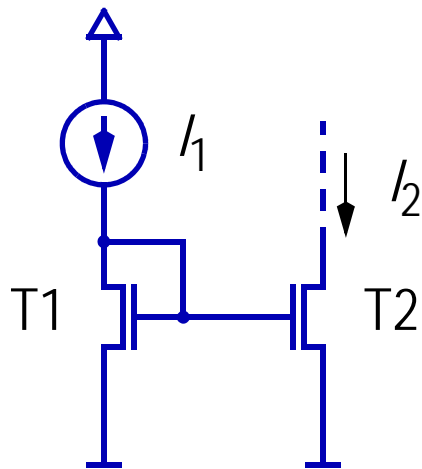
BEHOV AV MATCHADE LASTRESISTANSER



1. Man kan inte använda resistanser R på chips.
2. Vad kan vi annars använda som last? Jo, från Fö 3 minns vi MOS:ar som lastresistanser.
3. För att differentiaförstärkaren ska fungera väl måste man skapa så identiska egenskaper i vänstra och högra grenen som möjligt (matchning).

*Hur bygger man
sådana lastresistanser?*

EN STRÖMSPEGEL



- ◆ Tittar man på transistor 1 (T1) så märker man att $V_{GS} = V_{DS}$. Alltså, vi har en diodkopplad NMOS, som befinner sig i mättade området för $V_{GS} > V_T$.

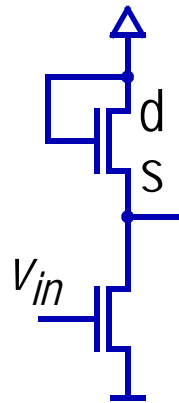
- ◆ Vi vet att $I_1 = \frac{k}{2}(V_{GS1} - V_T)^2$ samt

$$I_2 = \frac{k}{2}(V_{GS2} - V_T)^2.$$

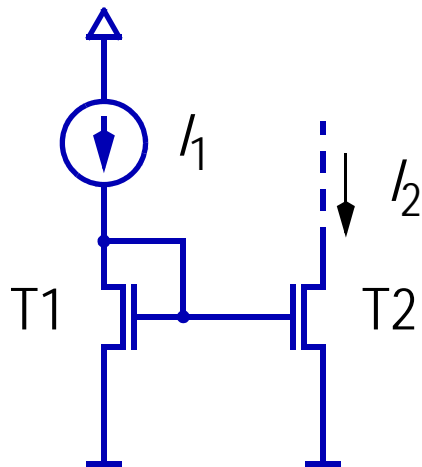
Men, T2 har ju samma V_{GS} som T1.

Alltså $I_1 = I_2$. Vi har så att säga "speglat" I_2 mot referensen I_1 .

Minns ni den diodkopplade NMOS:en från Fö 3?



STRÖMSPEGELN - EN ANVÄNDBAR KRETS



- ◆ Vi kan också skriva

$$I_1 = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_T)^2 \text{ samt}$$

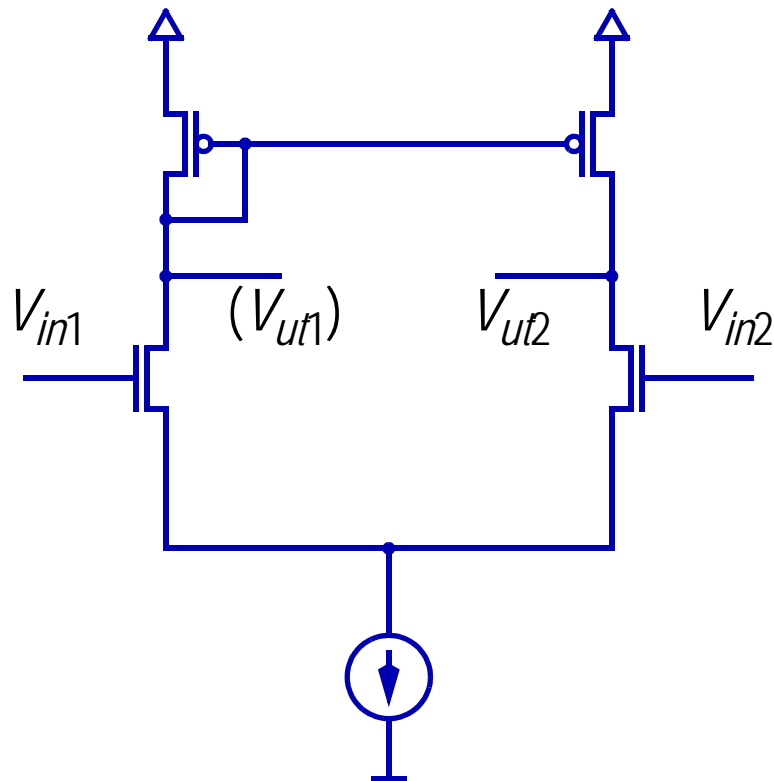
$$I_2 = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W_2}{L_2} (V_{GS2} - V_T)^2.$$

- ◆ Mobilitet och kapacitans är (förhoppningsvis) identiska för de två transistorerna, så vi får

$$I_2 = \frac{(W_2/L_2)}{(W_1/L_1)} \cdot I_1,$$

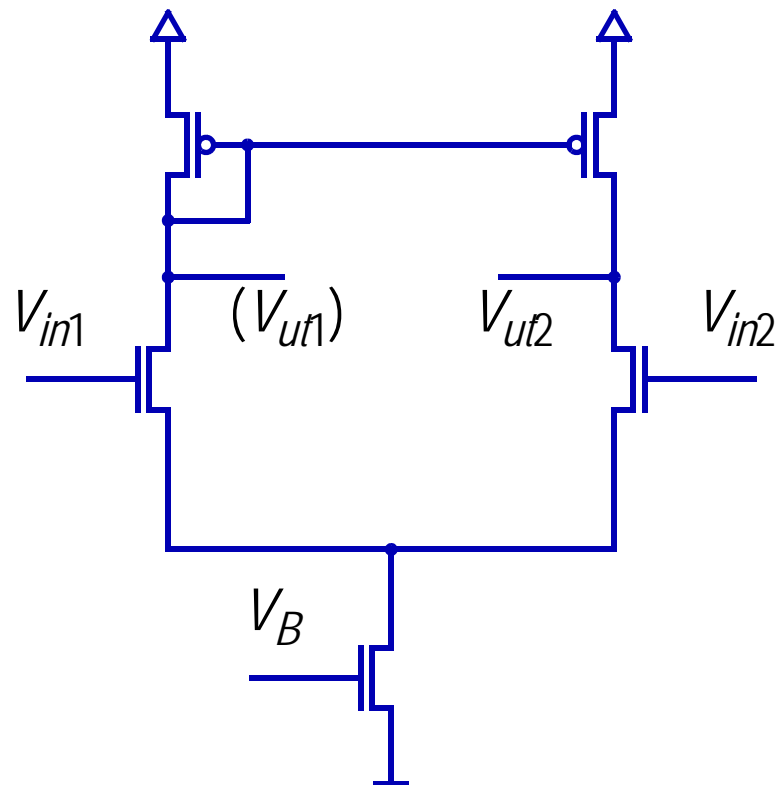
d.v.s. gör man T2 dubbelt så bred som T1, får vi att I_2 är dubbelt så stor som I_1 .

DIFF-FÖRSTÄRKARE MED STRÖMSPEGEL



- ◆ L , kanallängden, görs ofta stor i dessa kretsars strömspegel:
1. Man ökar förstärkningen genom att ha hög resistans i de diodkopplade lasterna (normalt har ju dessa relativt låg resistans, kolla Fö 3).
 2. Variationer i kanallängder är vanliga, och genom att göra L stort blir den procentuella variationen liten. L ska då vara samma i båda PMOS:arna!

DIFF-FÖRSTÄRKARE MED STRÖMGENERATOR

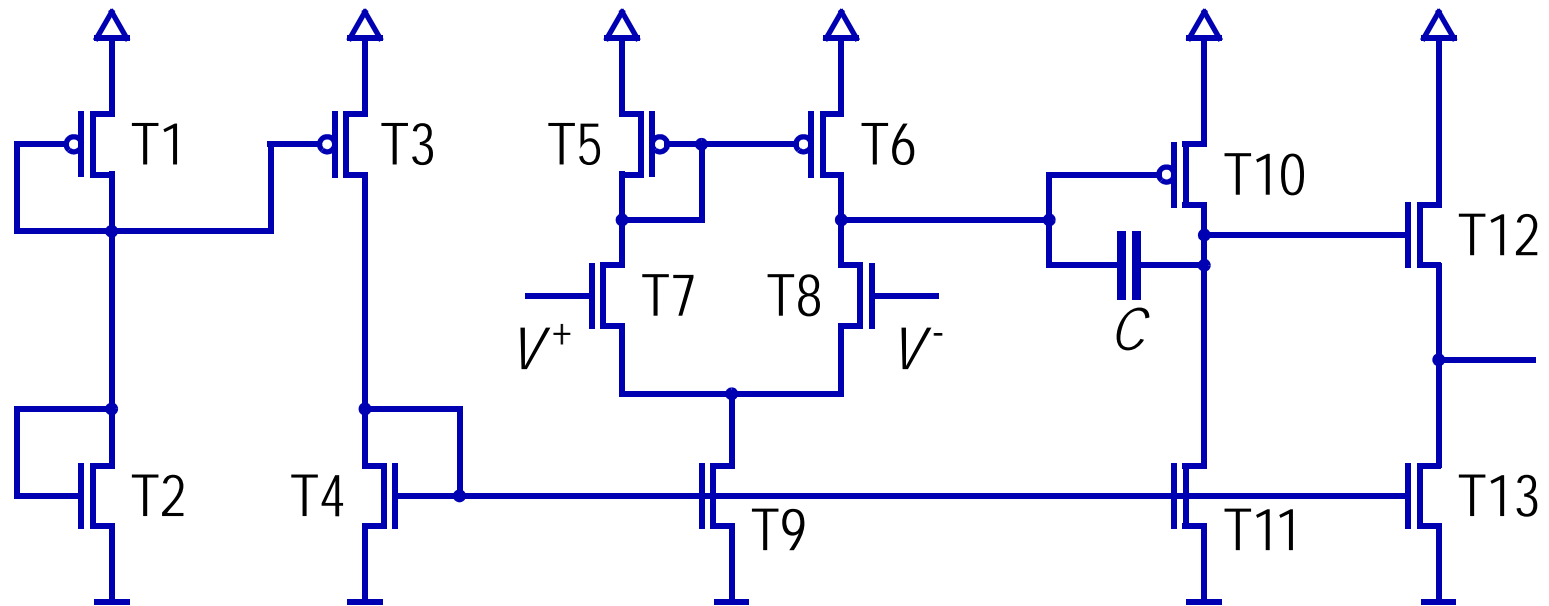


- ◆ Strömkällan I_{SS} skapas helt enkelt med hjälp av en strömgenerator från Fö 3. Biasspänningen V_B bestämmer alltså strömmen I_{SS} .
- ◆ På engelska brukar man kalla denna strömgenerator "current sink" och man skiljer då på "current sink" och "current source".

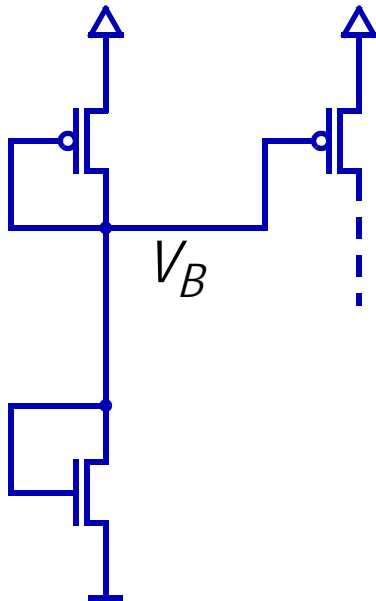
En "current source" ses då som en strömgenerator som kopplas till V_{DD} .

Till sist: Operationsförstärkaren
(S&S4 2, 10.7/S&S5 2, 7.7.1)

EN ENKEL OPERATIONSFÖRSTÄRKARE



BIASSPÄNNING FRÅN MOSFET-SPÄNNINGSDELARE

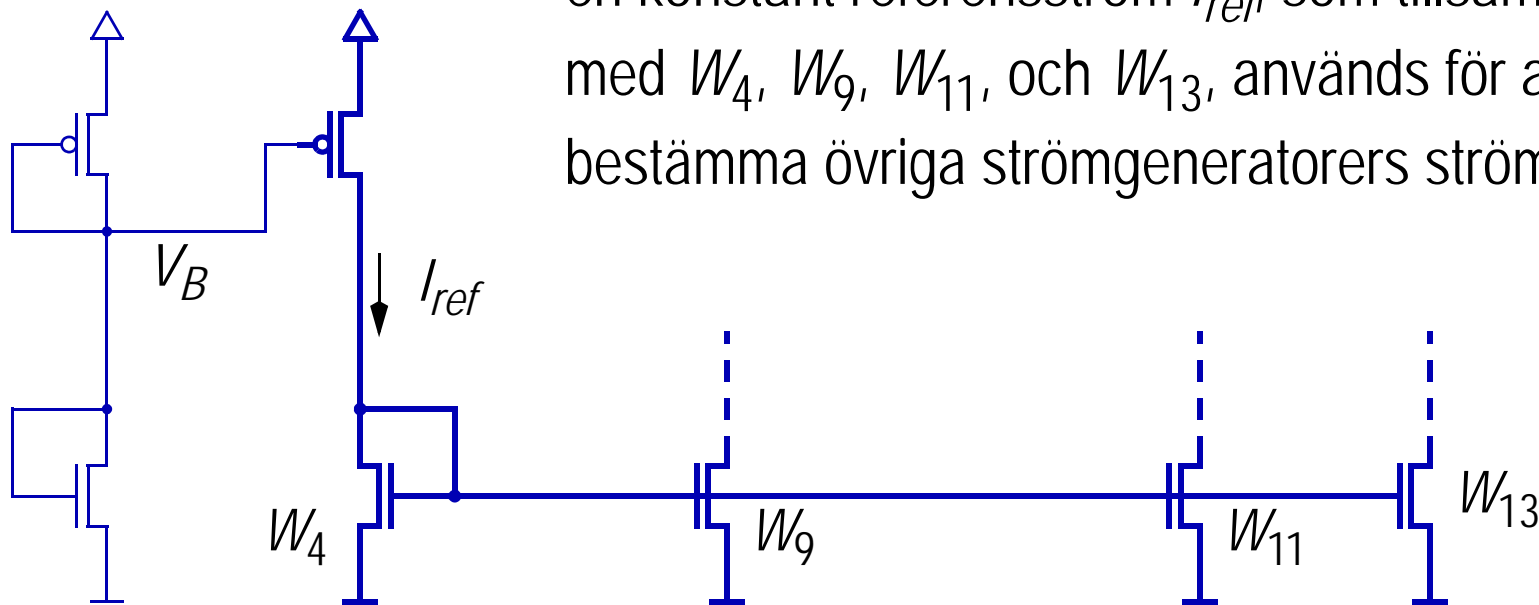


$$\diamond V_B = \frac{\sqrt{\frac{k_p}{k_n}} (V_{DD} - |V_{Tp}|) + V_{Tn}}{1 + \sqrt{\frac{k_p}{k_n}}}$$

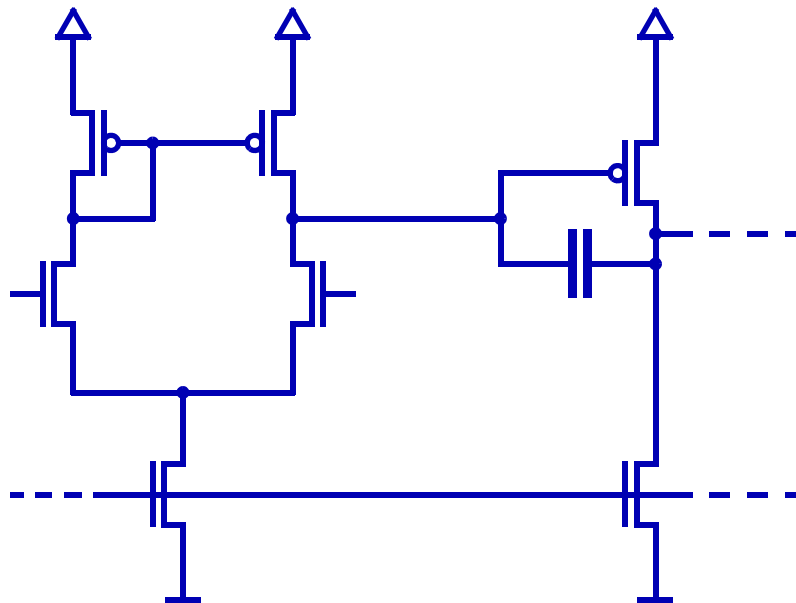
där som vanligt $k = \mu C_{ox} \frac{W}{L}$ och indexen p och n representerar de två olika transistortyperna.

BIASSTRÖM FÖR OP:NS STRÖMSPEGLAR

- ◆ PMOS:en i 2:a steget fungerar som en strömkälla, med konstant $V_{GS} = V_B$. PMOS:en genererar då en konstant referensström I_{ref} som tillsammans med W_4 , W_9 , W_{11} , och W_{13} , används för att bestämma övriga strömgeneratorers strömmar.

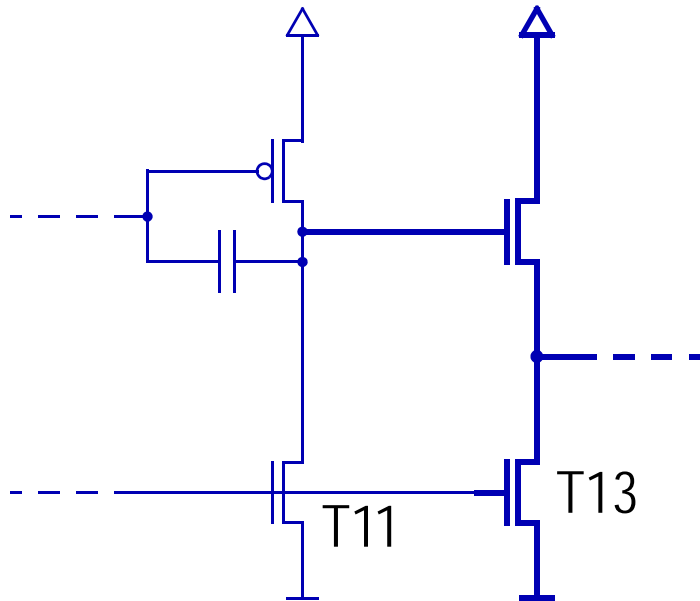


FÖRSTÄRKARE



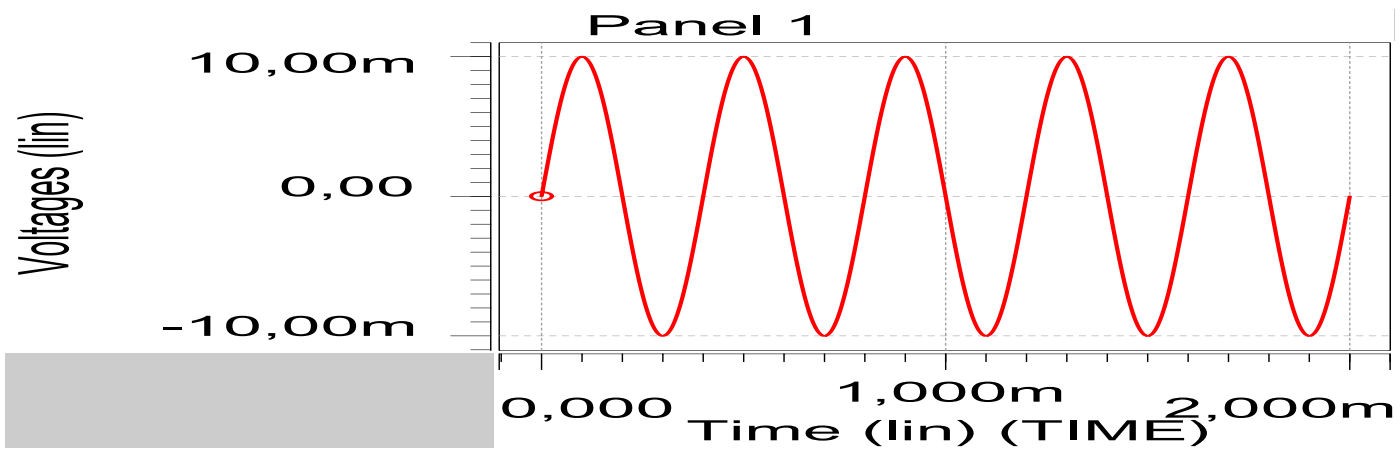
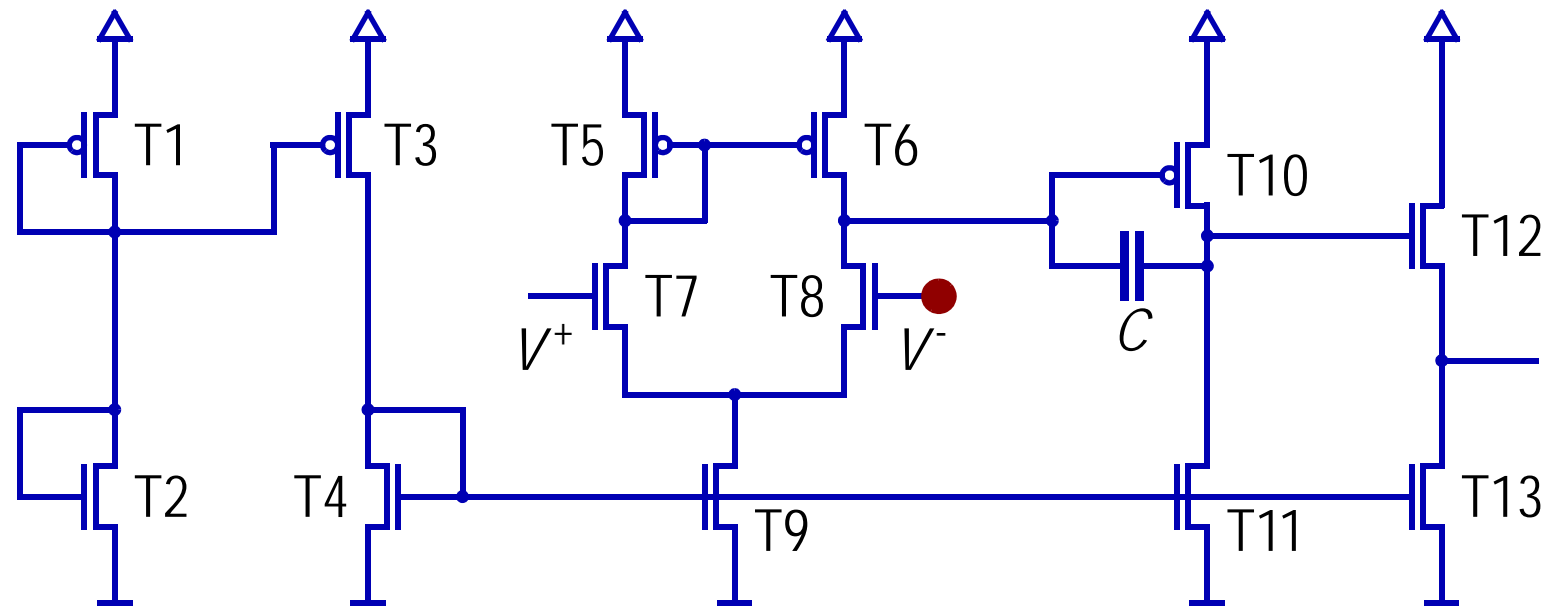
- ◆ Vi känner igen differentialsteget!
- ◆ OP:n behöver hög förstärkning, så därför går utgången från differentialsteget till ett CS-steg. I detta fall är det en PMOS som är CS-kopplad.
- ◆ Överföringsfunktionen kommer att innehålla flera poler, och för att vara säker på att vi inte får instabilitet ansluts en återkopplande kapacitans: Om bara stor nog ger denna upphov till en pol, som kommer dominera överföringsfunktionen och ge stabilitet.

DRIVSTEG

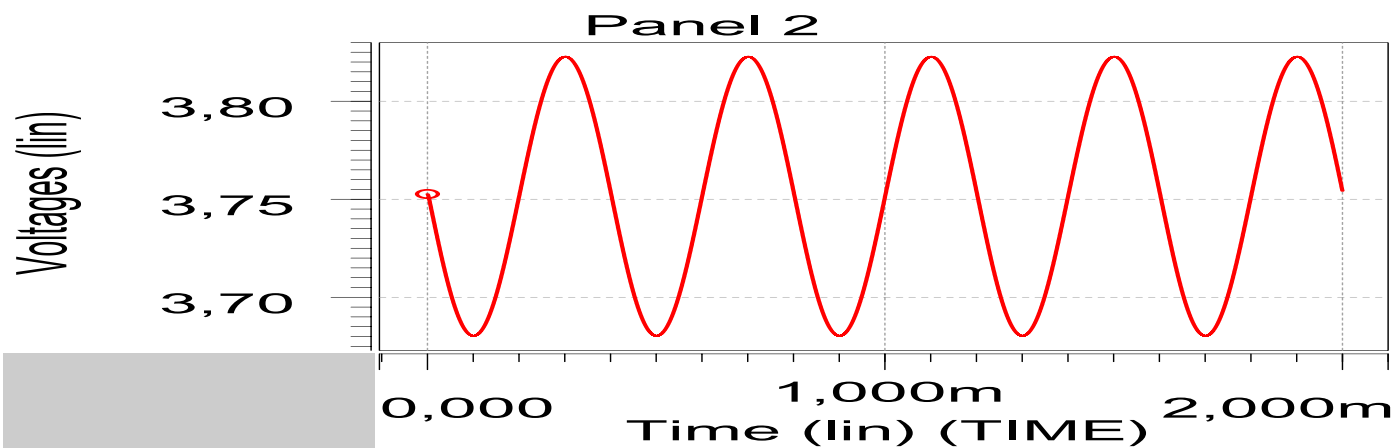
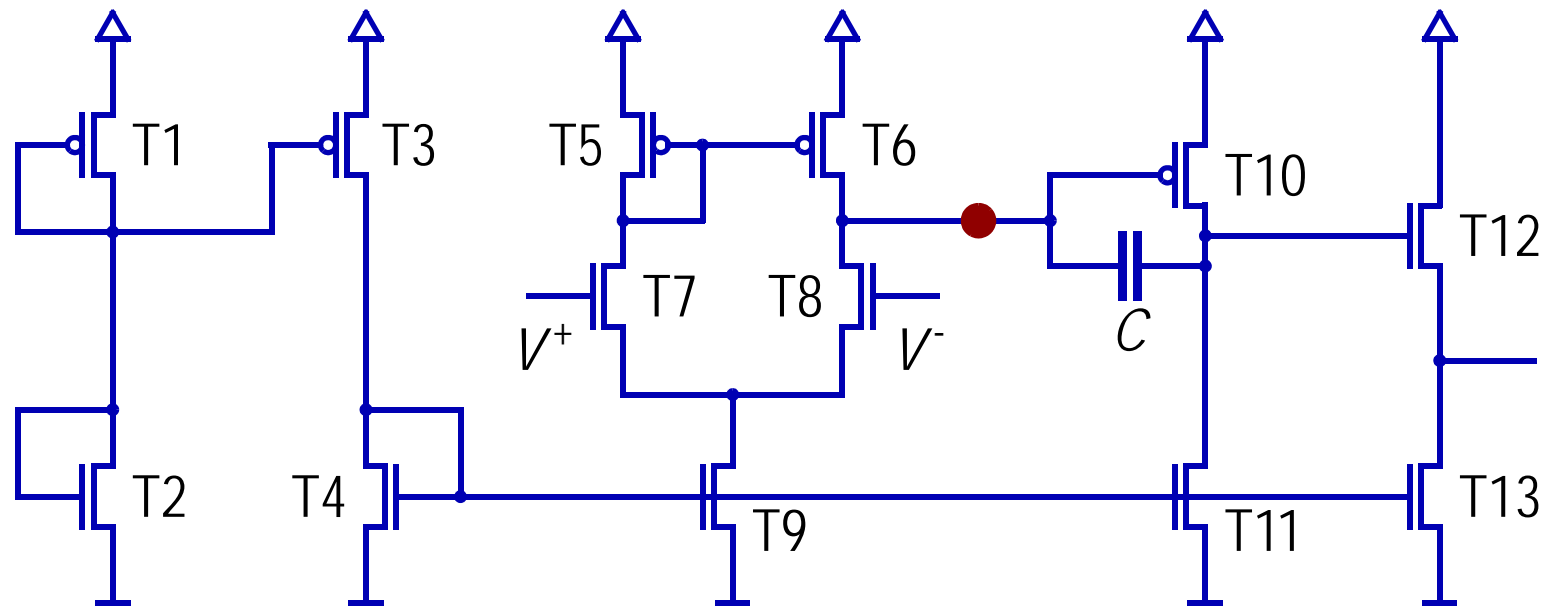


- ◆ OP:n behöver låg utgångsimpedans för att vi ska kunna driva ut en spänning till en högimpediv belastning.
- ◆ En source follower kommer nu väl till pass. Visserligen förstärker den inte vår signal, men den utgör en buffert mellan CS-steget, som kräver hög utimpedans för att få hög förstärkning, och utgången, som vill uppvisa en låg utimpedans.
- ◆ Impedansvalen märks bl.a. på T11's och T13's bredd, så att $W_{13} \gg W_{11}$.

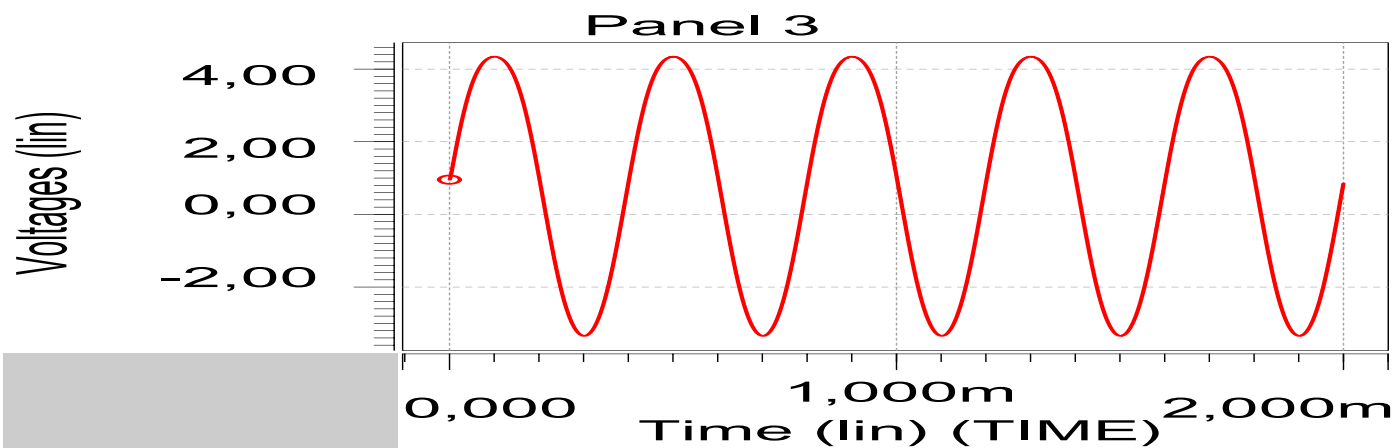
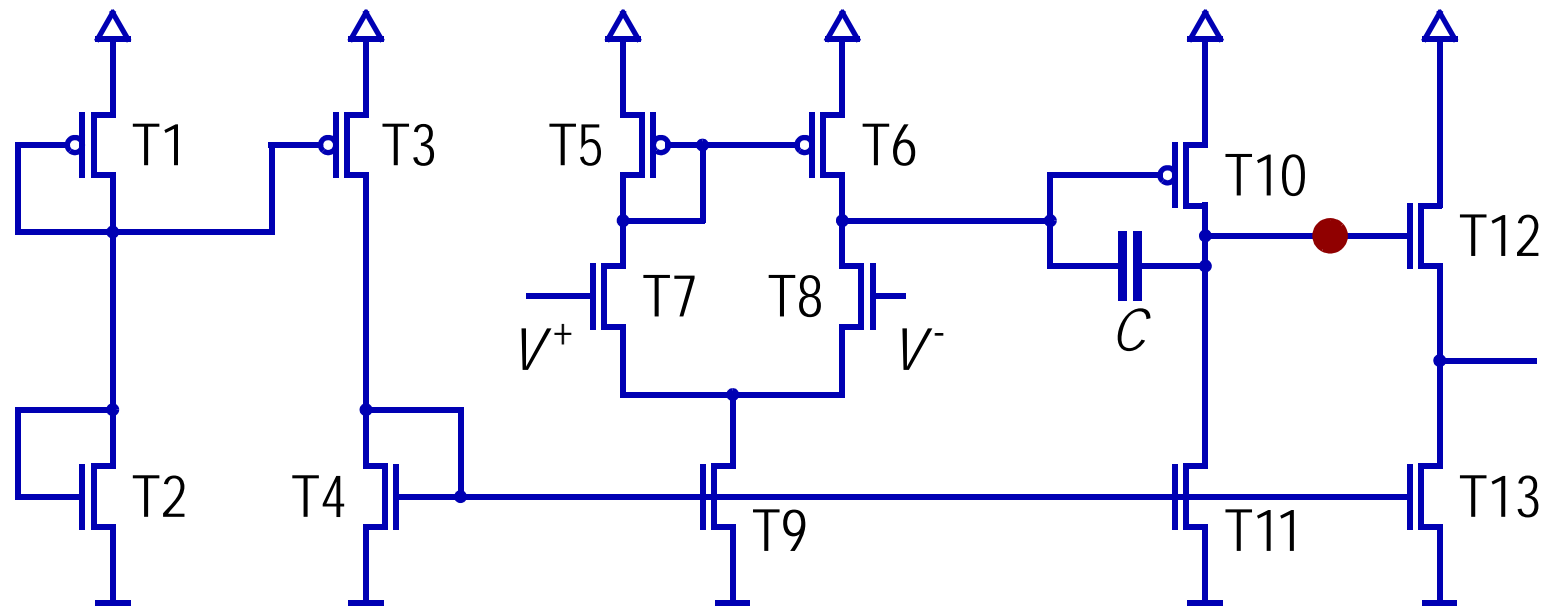
OP:NS INSIGNAL



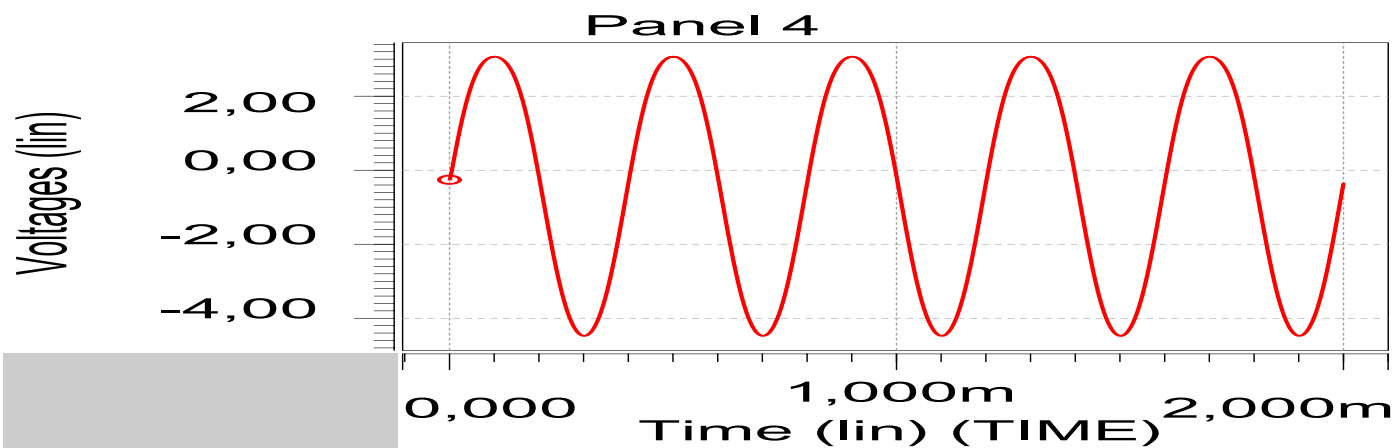
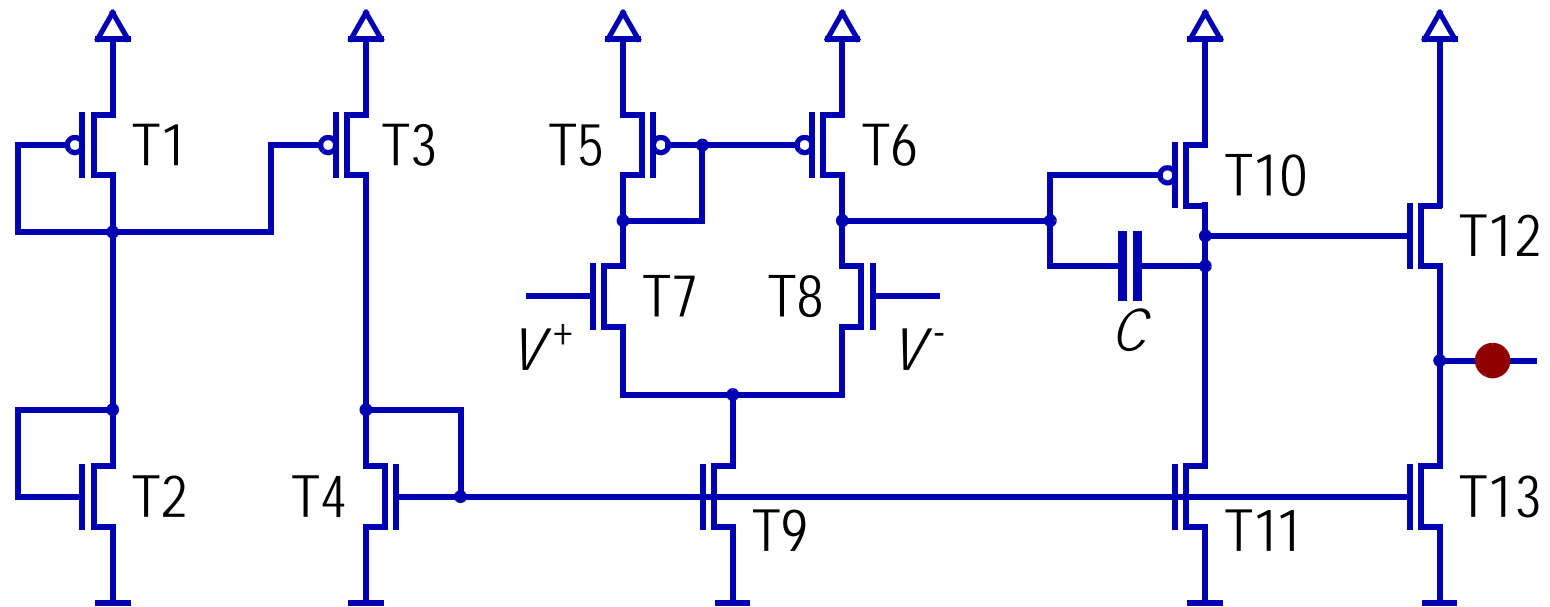
DIFF-STEGETS UTSIGNAL



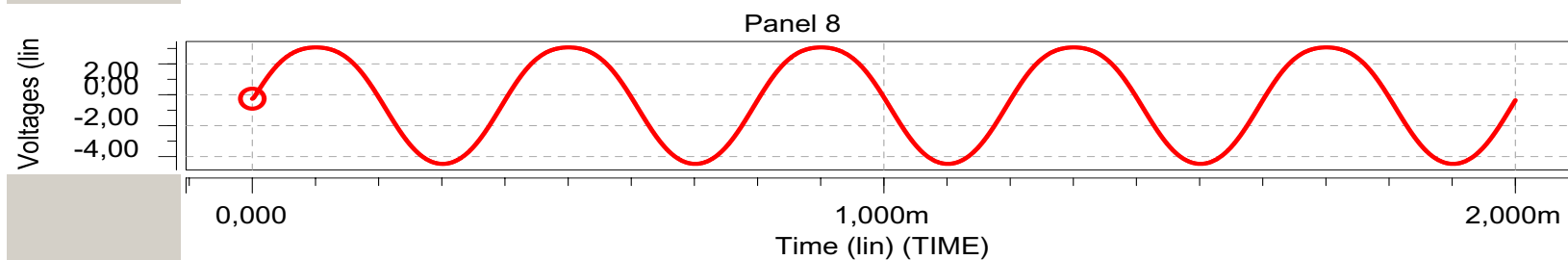
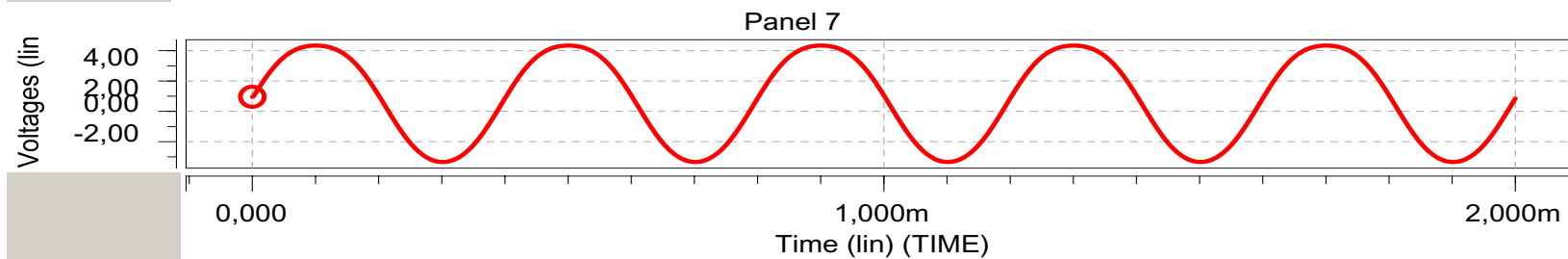
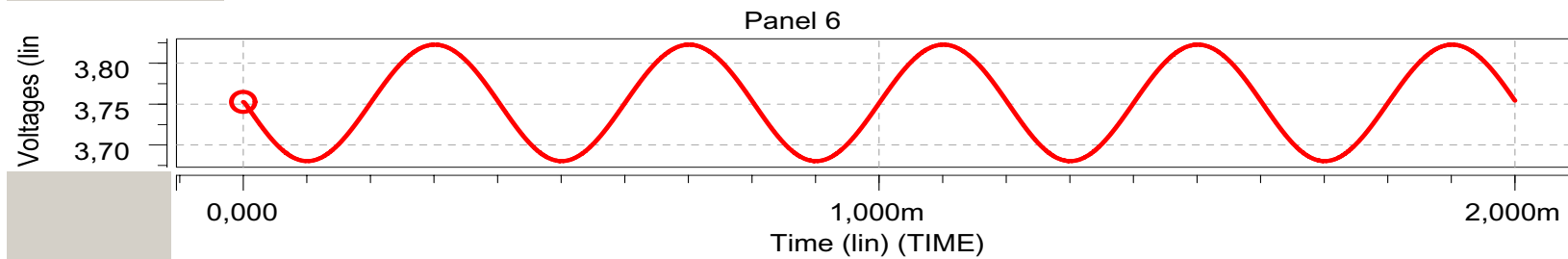
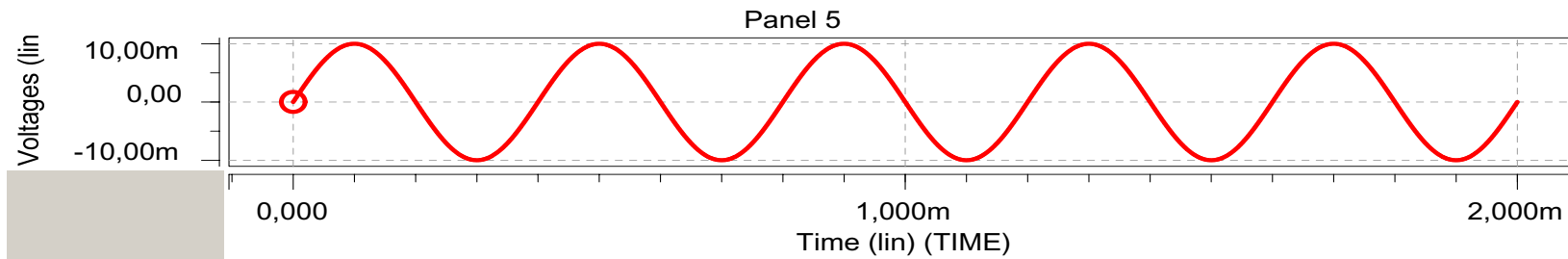
CS-STEGETS UTSIGNAL



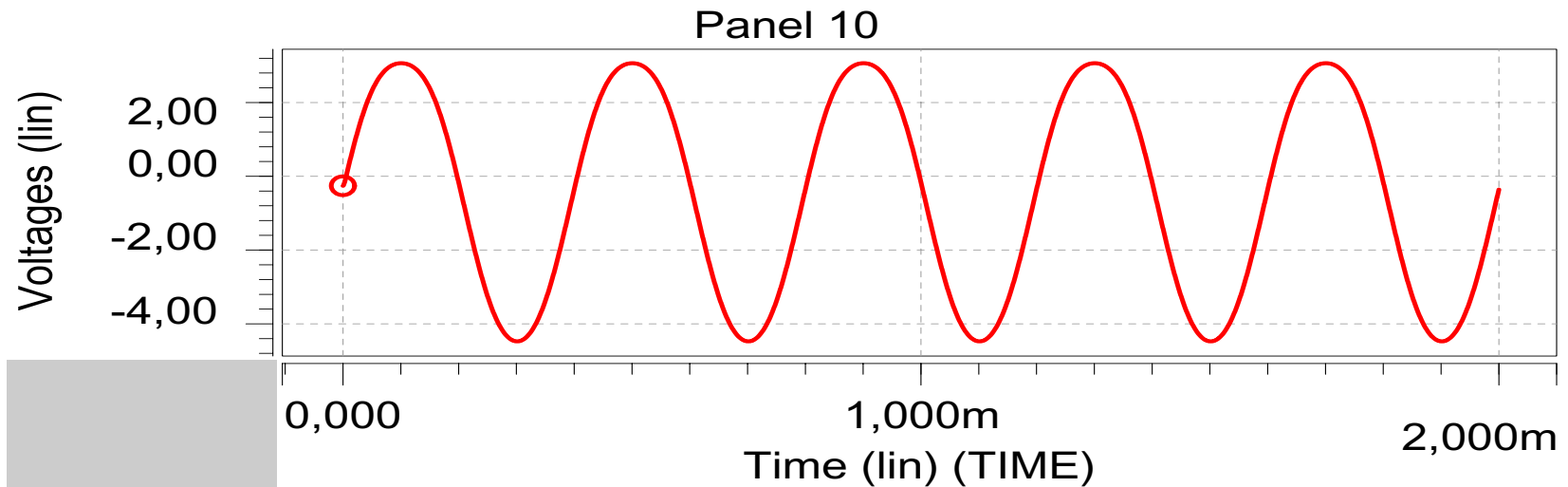
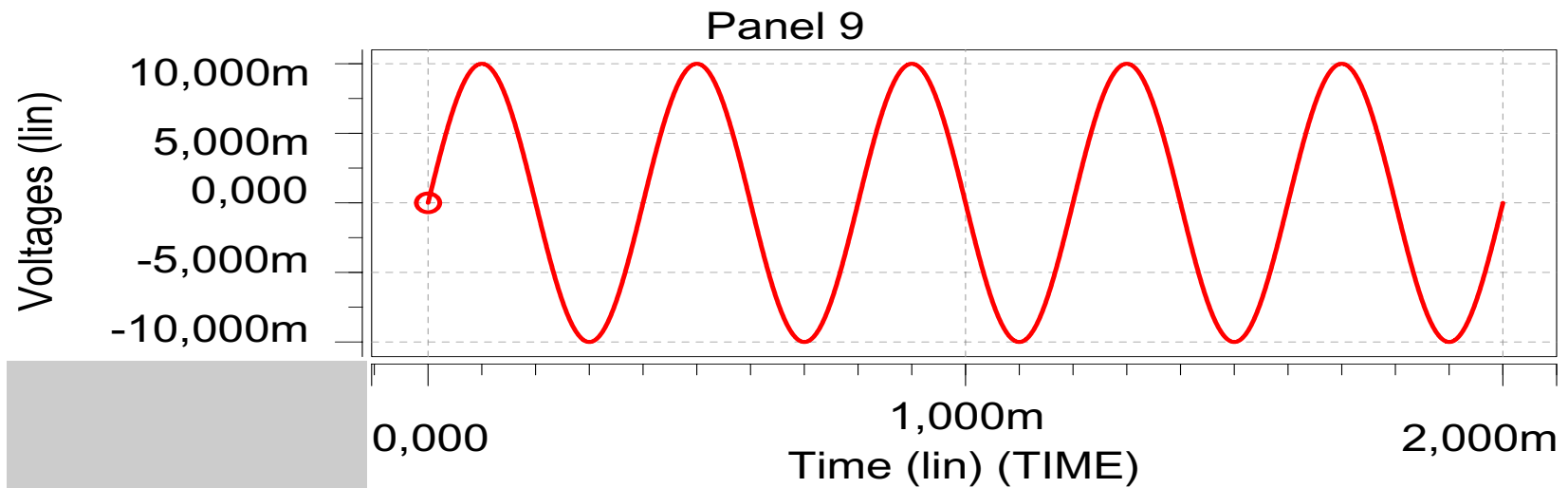
OP:NS UTSIGNAL



ALLA SIGNALER



FÖRSTÄRKNING ~390 GÅNGER



ERHÅLLEN AMPLITUD- OCH FASKARAKTERISTIK

