FÖRELÄSNING 3

Förstärkaren

Arbetspunkten

Olika lastresistanser

Småsignalsschemat

Förstärkaren

(S&S4 1.4, 5.2, 5.4, 5.5, 5.6/
S&S5 1.4, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5)

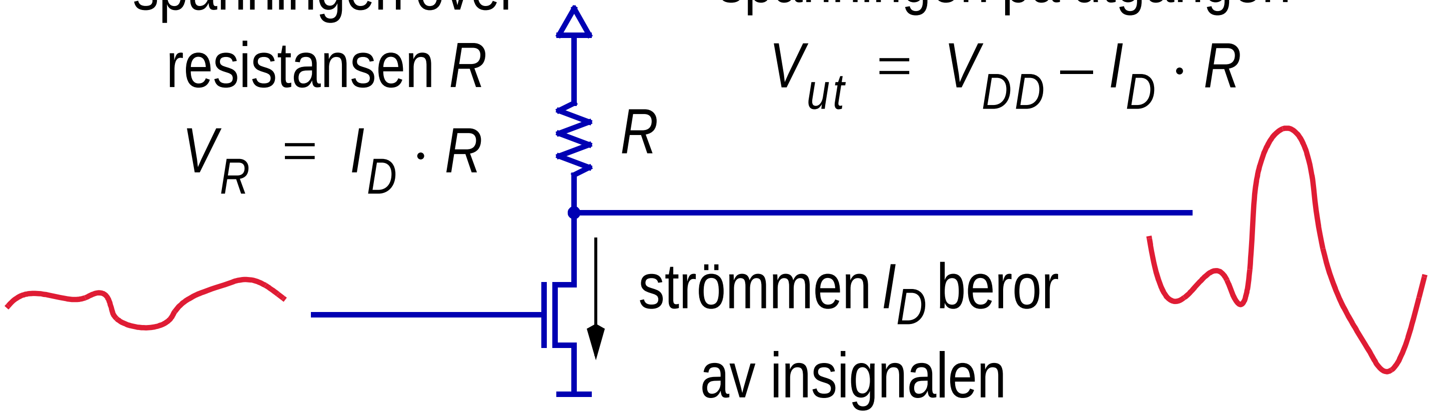
FÖRSTÄRKARSTEGET, IGEN

spänningen över resistansen R

$$V_R = I_D \cdot R$$

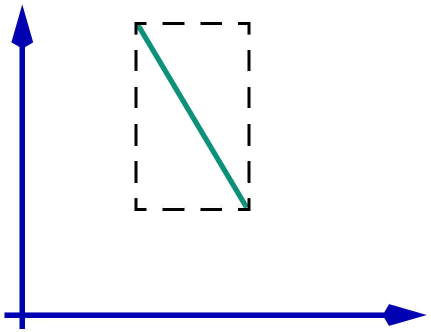
spänningen på utgången

$$V_{ut} = V_{DD} - I_D \cdot R$$



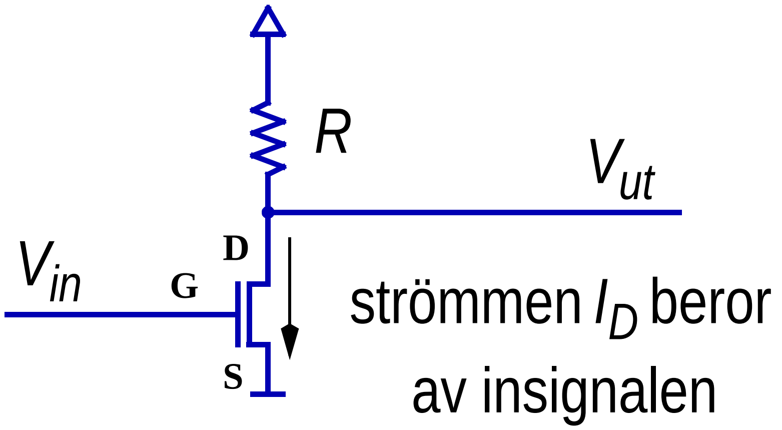
strömmen I_D beror av insignalen

utsignal



insignal

FÖRSTÄRKARSTEG



Utsignalen beror av insignalen, men hur?

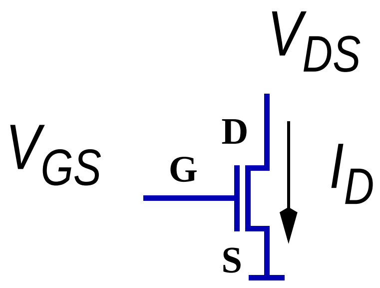
$$I_D = k\left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$ Linjära området

$$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2$$ Mättade området

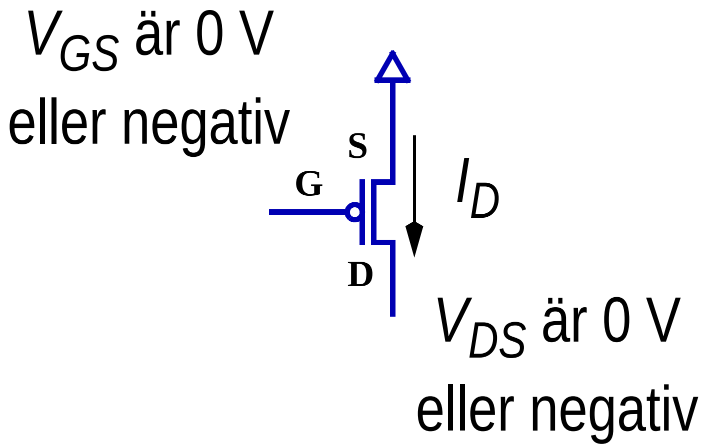
$$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS})$$ Mättade området med kanallängdsmodulation

DE TVÅ TRANSISTORTYPERNA

NMOS



PMOS



$$I_D = k\left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$

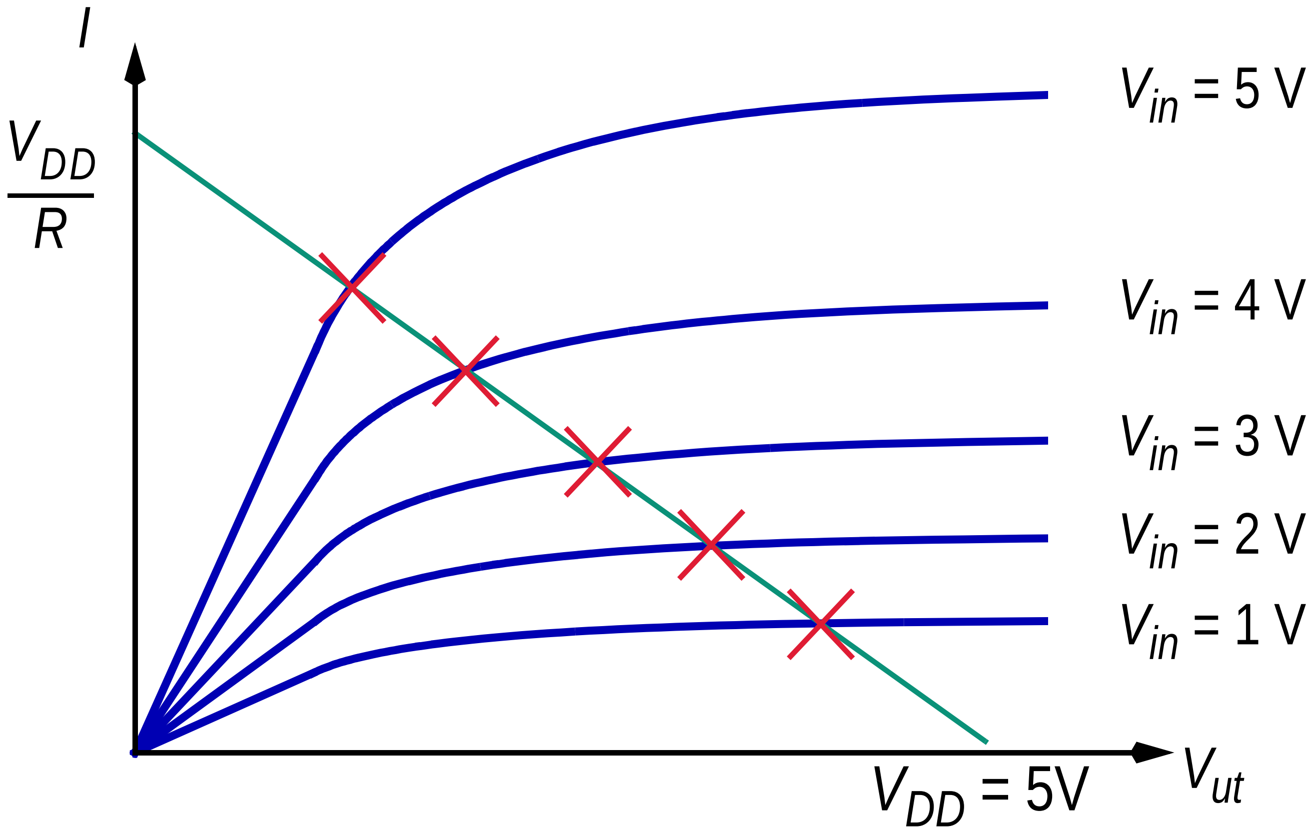
$$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2$$

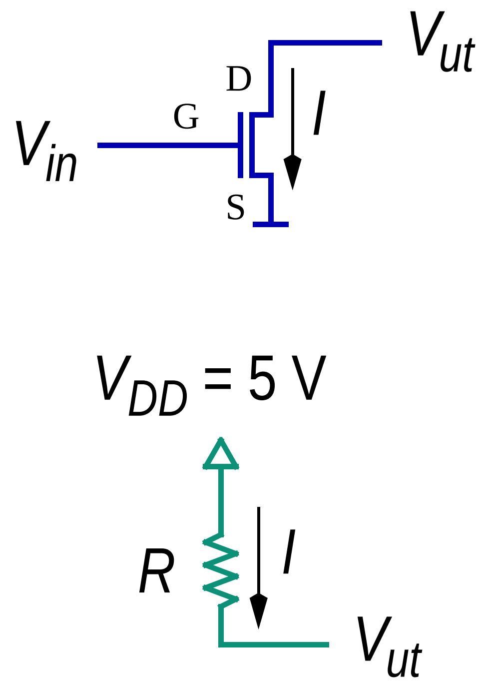
$$I_D = k\left[(V_{SG} - |V_T|)V_{SD} - \frac{V_{SD}^2}{2}\right]$$

$$I_D = \frac{k}{2}(V_{SG} - |V_T|)^2$$

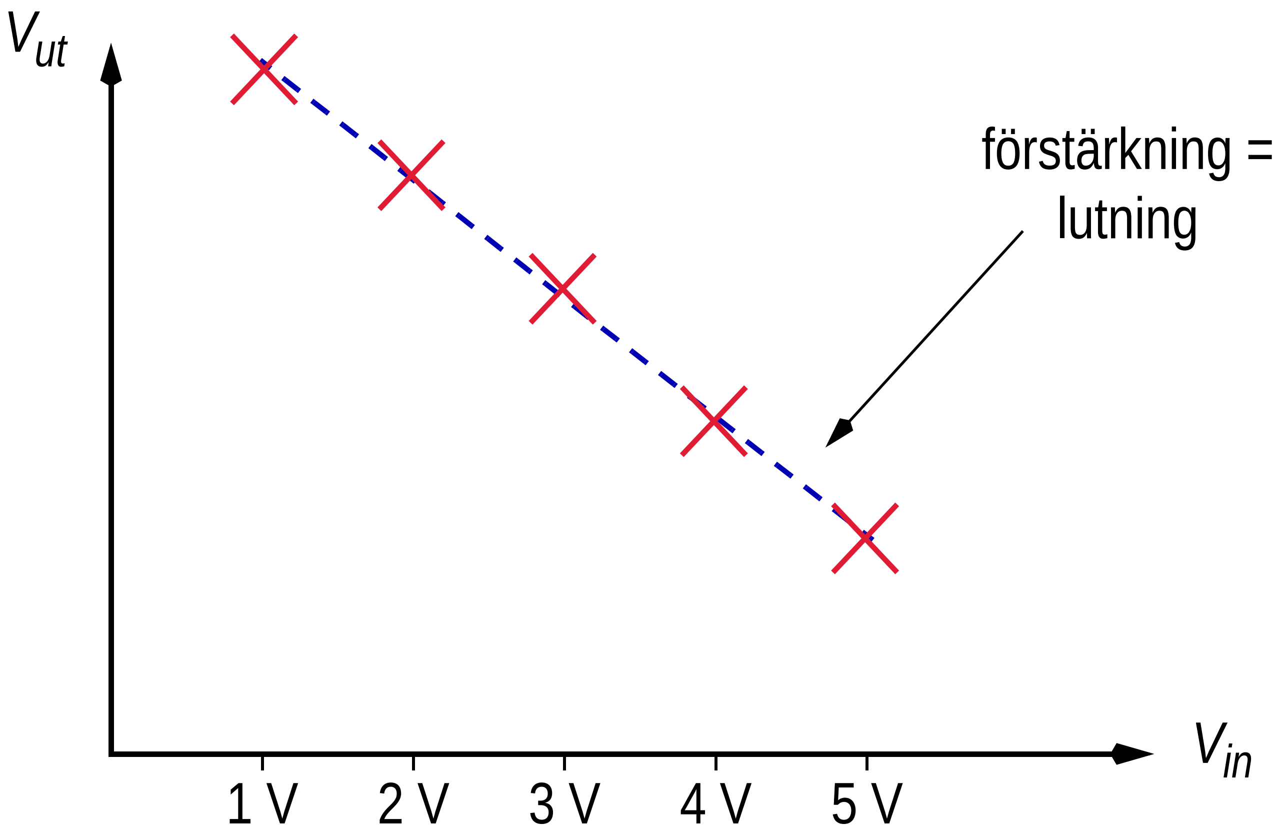
I-V KARAKTERISTIK + R:S BELASTNINGSLINJE

Notera att följande kurvor endast visar på principer.
(De är ritade på "frihand".)

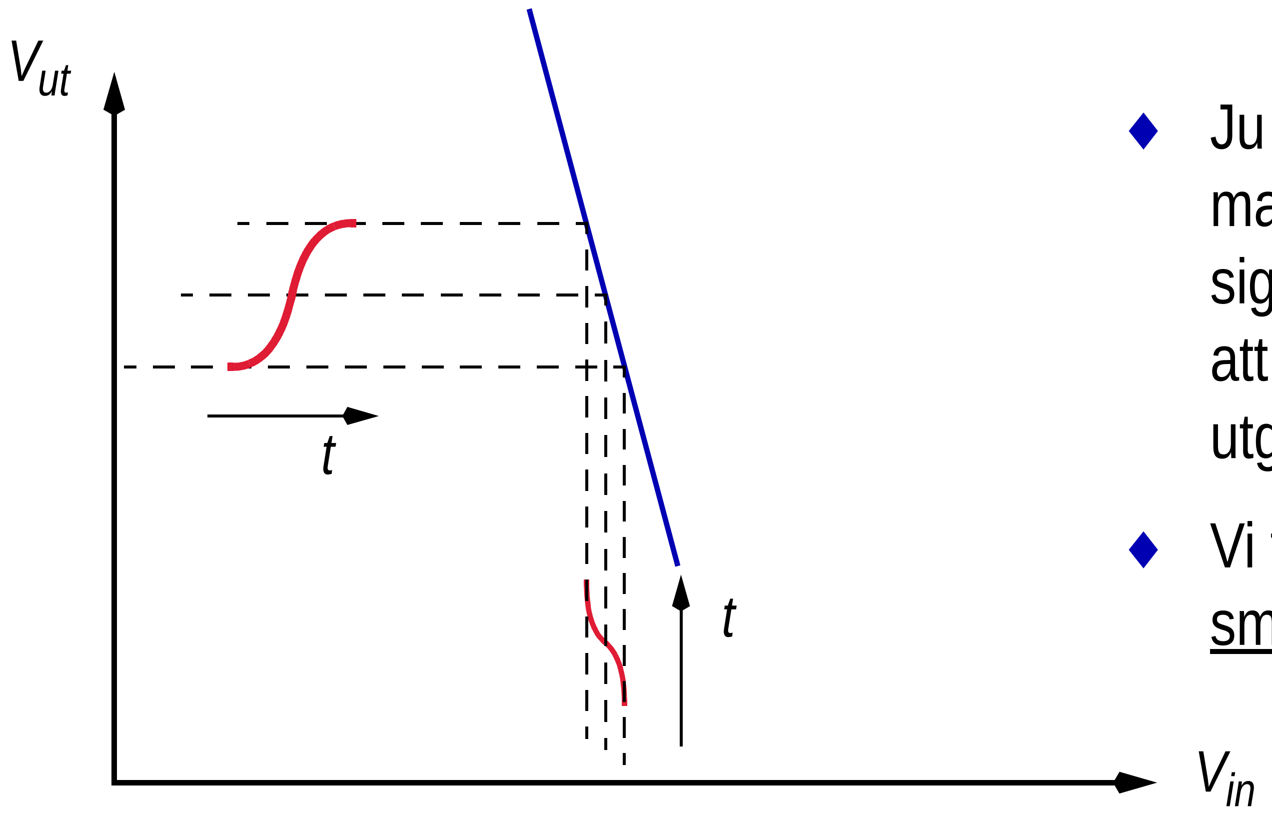




FÖRHÅLLANDET MELLAN $V_{ut}(V_{in})$

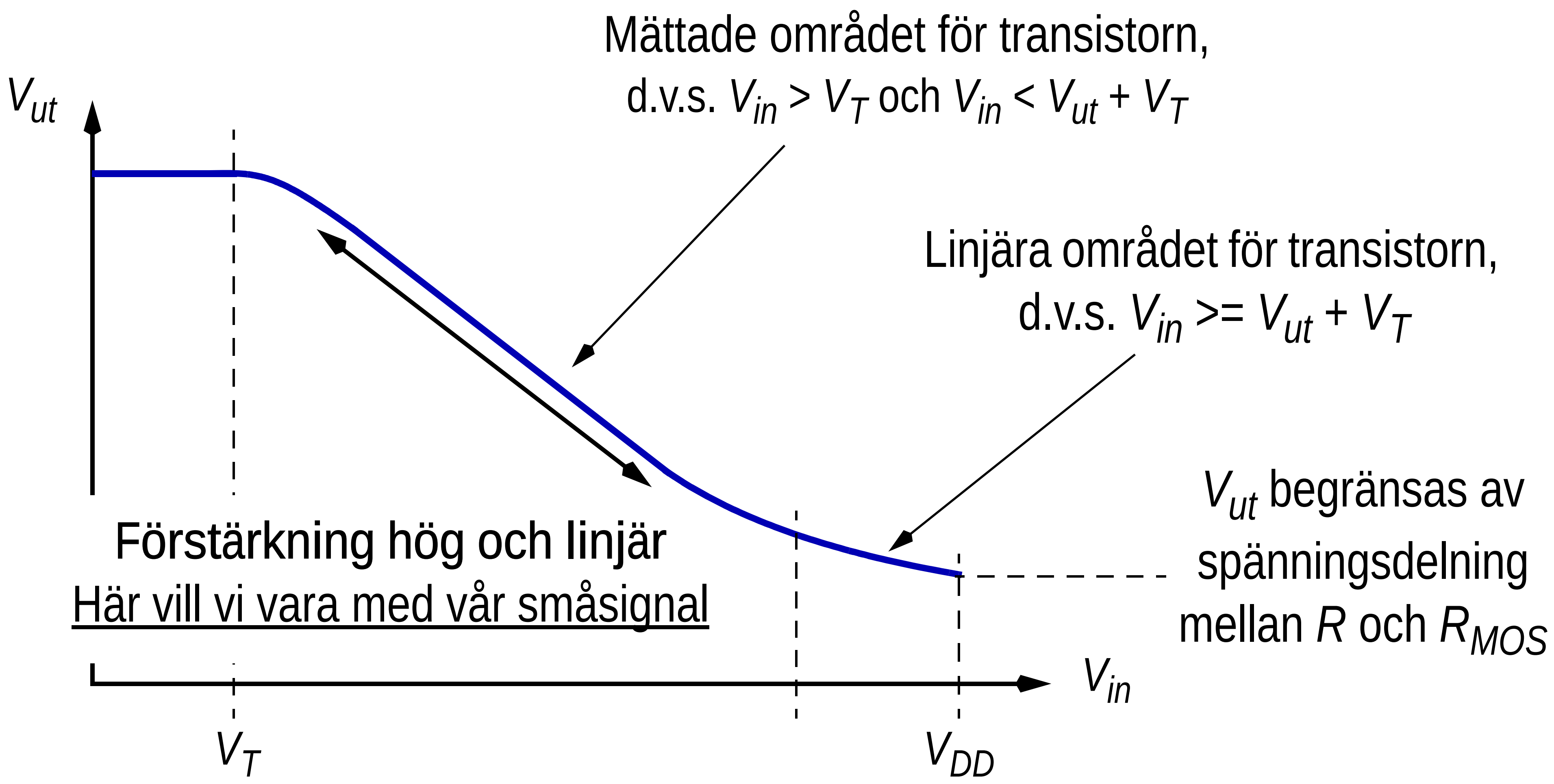


Förstärkning av Signal

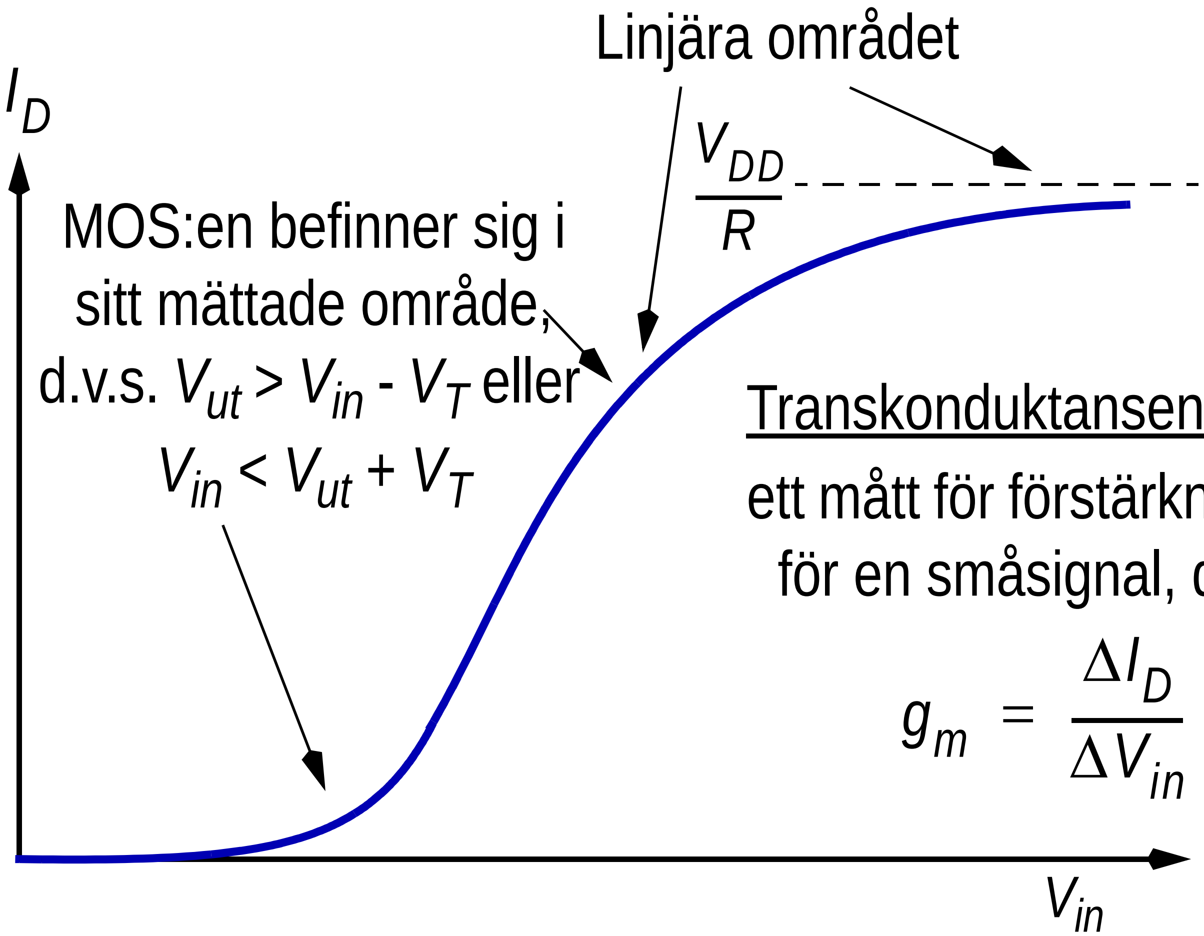


- Ju mindre del av kurvan som man låter insignalen svänga sig kring, desto större chans att denna avbildas linjärt på utgången.
- Vi talar om “en liten signal” - småsignalsbeteende.

Principskiss över $V_{ut}(V_{in})$ för ett förstärkarsteg

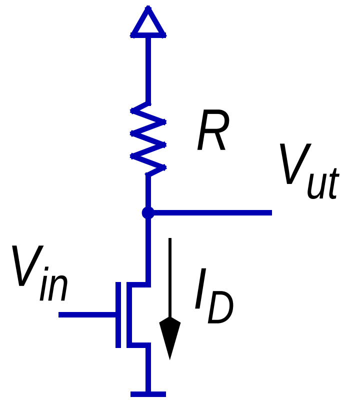


PRINCIPSKISS ÖVER $I_D(V_{in})$ FÖR ETT FÖRSTÄRKARSTEG



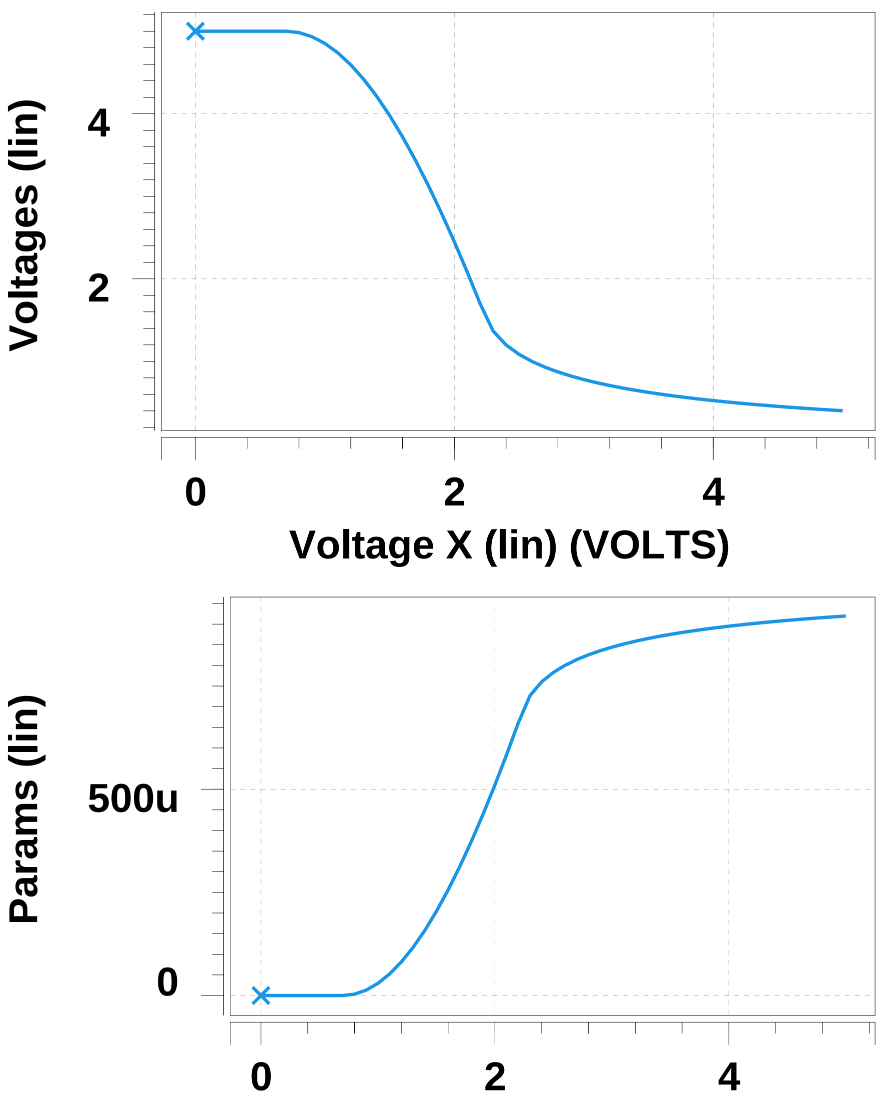
<u>Transkonduktansen</u> g_m är ett mått för förstärkningen för en småsignal, d.v.s.

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{in}}$$



V_{ut} ges av $V_{DD} - I_D \cdot R$, d.v.s. V_{ut} är proportionell mot I_D

SIMULERING - OVAN $V_{ut}(V_{in})$, NEDAN $I_D(V_{in})$



SPICE-exempel:

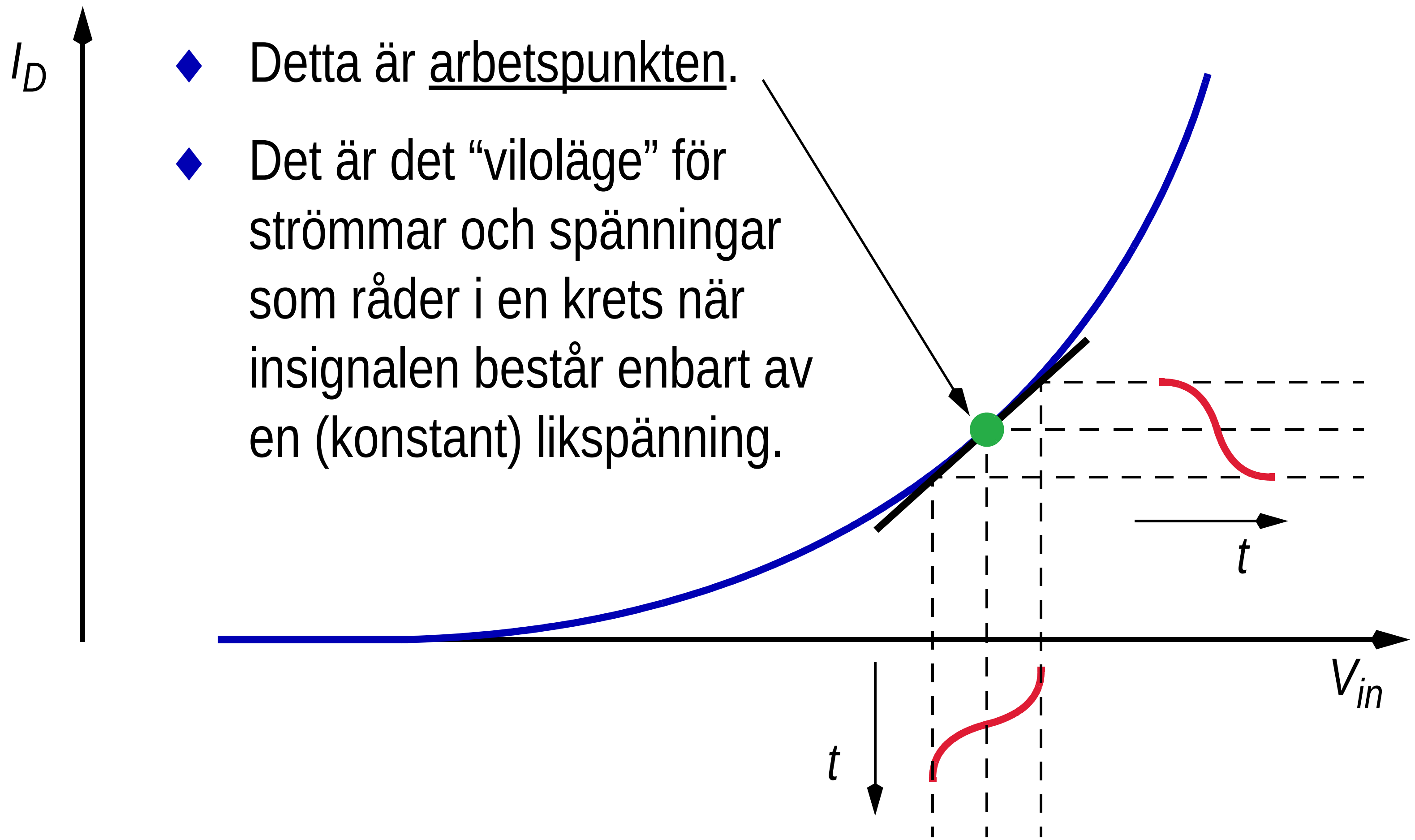
```
SIMULERING AV FORSTARKARSTEG

.MODEL N NMOS LEVEL=1 VT0=0.7
+ KP=110U GAMMA=0.4
+ LAMBDA=0.04 PHI=0.7

.PARAM SUPPLYV=5V

.OPTIONS POST

R1 UT VDD 5K
MN1 UT IN 0 0 N W=5U L=1U

VVDD VDD 0 DC SUPPLYV
VIN IN 0 DC SUPPLYV

.DC VIN 0 SUPPLYV 0.1

.PROBE IVDD=PAR('-I(VVDD)')

.END
```

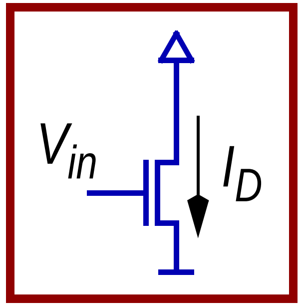
Arbetspunkten

(S&S4 5.4, 5.5, 5.6/
S&S5 4.3, 4.4, 4.5)

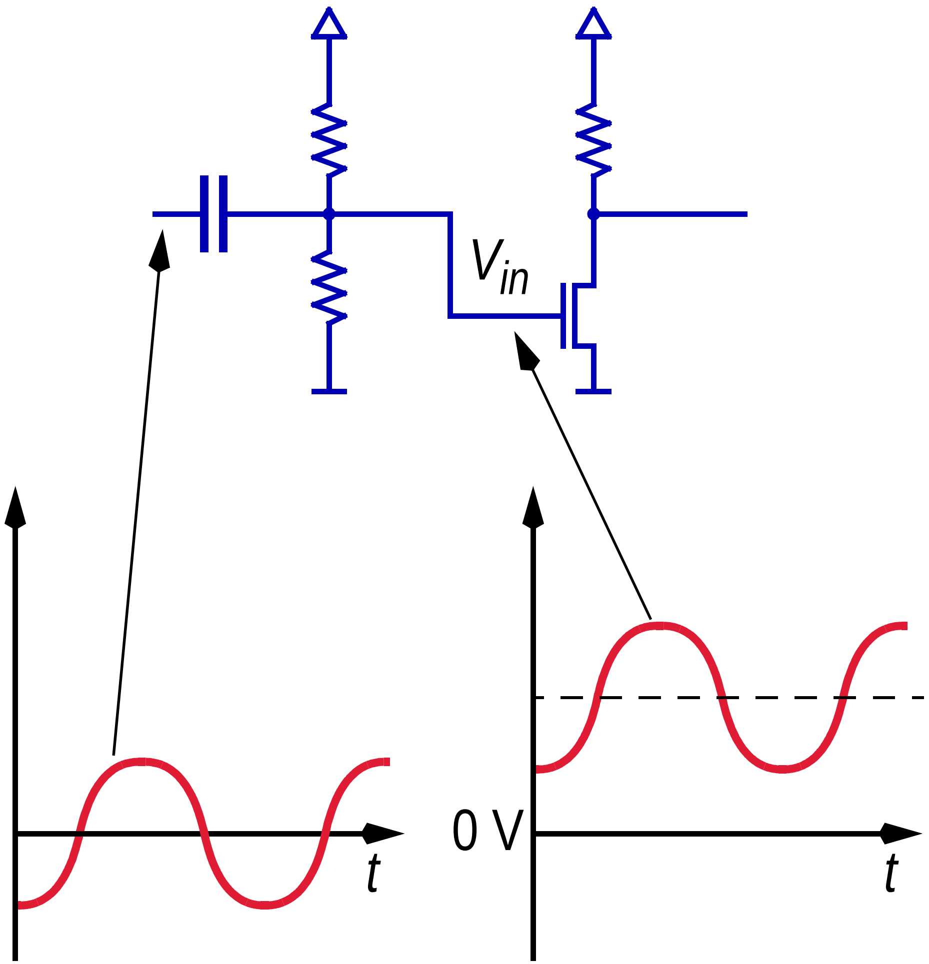
TRANSISTORNS ARBETSPUNKT

- Detta är arbetspunkten.
- Det är det “viloläge” för strömmar och spänningar som råder i en krets när insignalen består enbart av en (konstant) likspänning.





KRETS FÖR ATT SÄTTA UPP ARBETSPUNKTEN

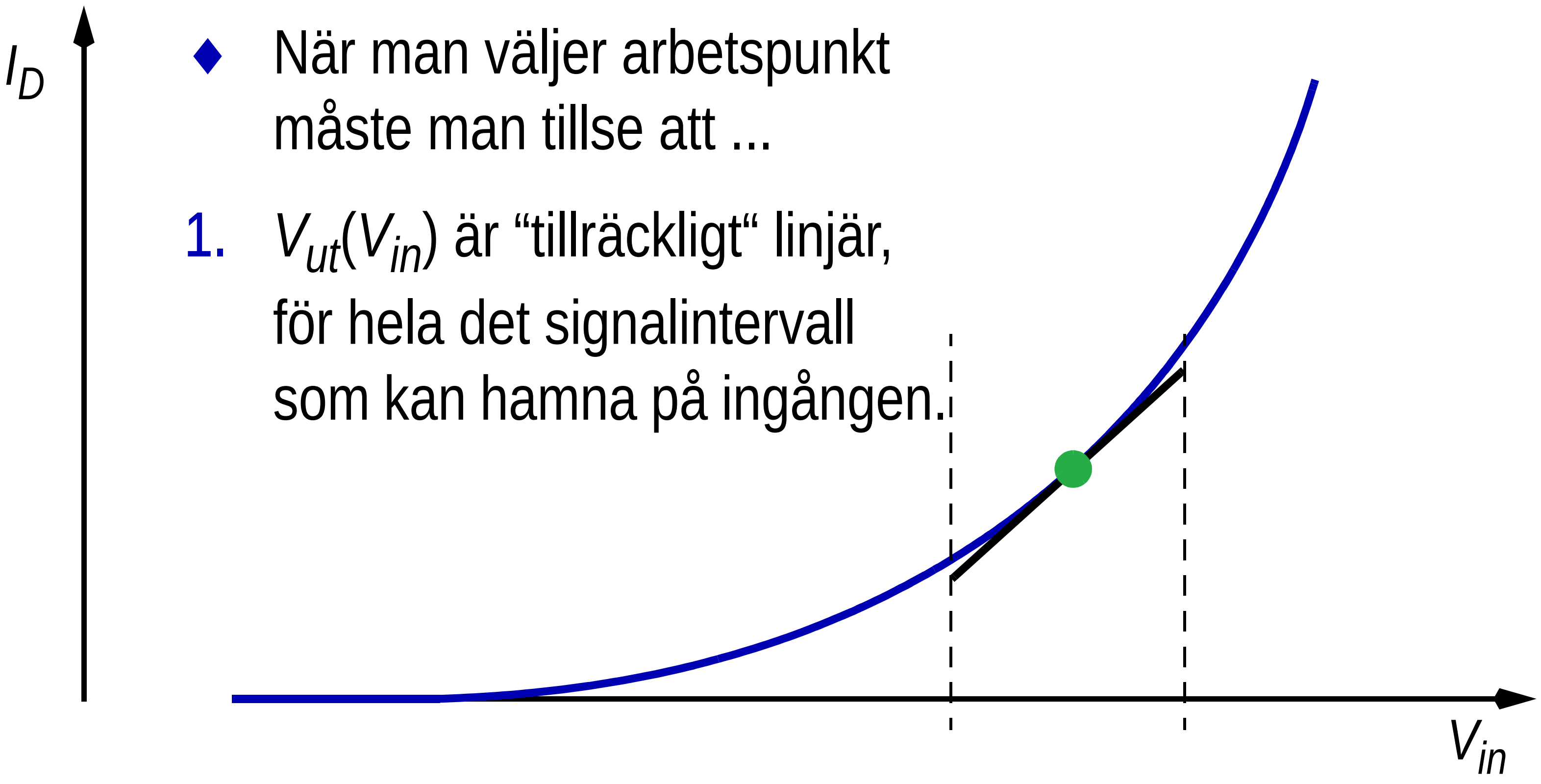


- De seriekopplade resistanserna leder till en likspänningsarbetspunkt för V_{in}.
- Kapacitansen fungerar som en "blockad", så att den likspänning som etableras på V_{in} inte "rinner" ut till vänster.
- Signalen som ska förstärkas är en växelspänning, och därför leder kopplingskapacitansen bra.
- AC-signalen överlagras DC-signalen $\Rightarrow$ Vi har en småsignal som överlagras arbetspunkten!

VAL AV ARBETSPUNKT - LINJARITET

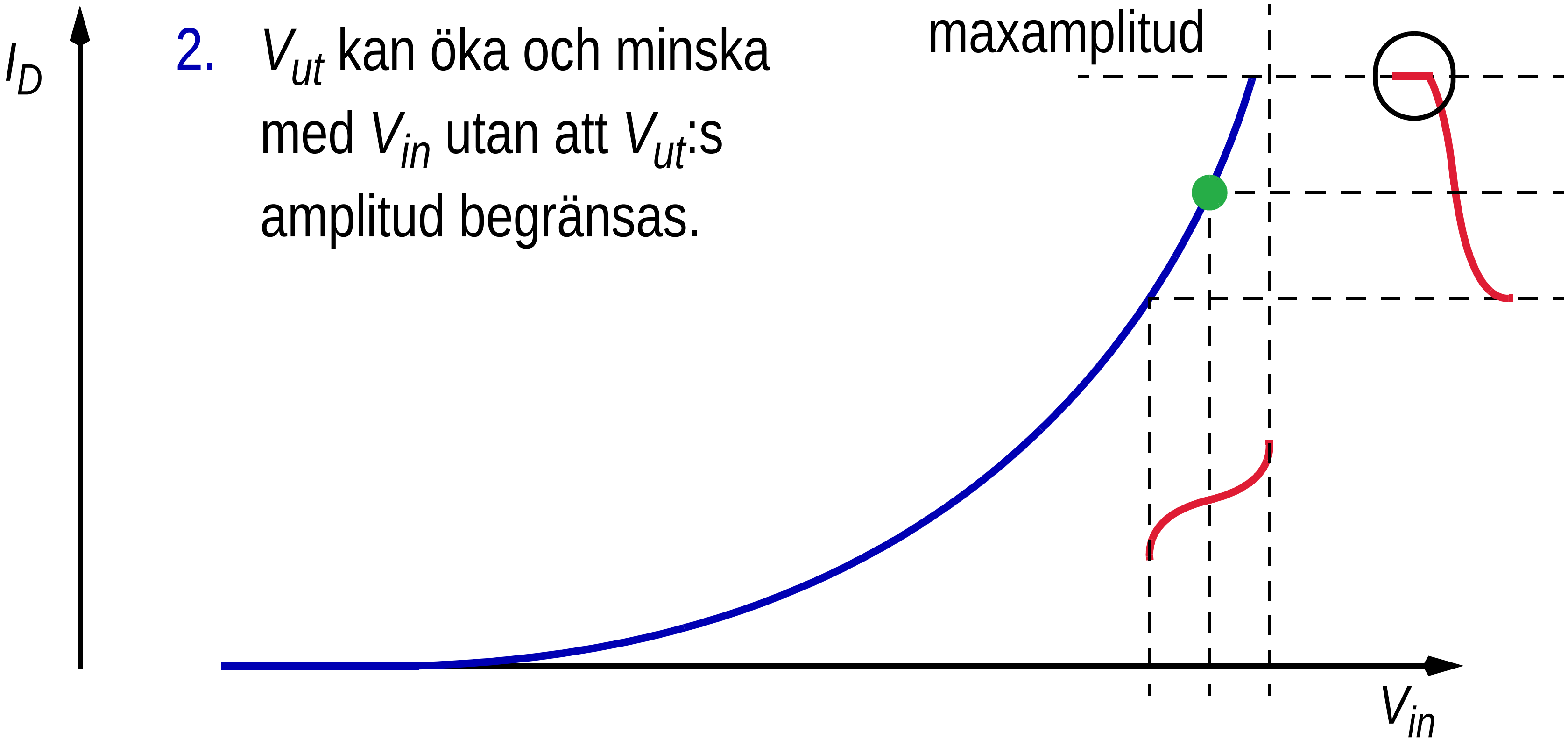
- När man väljer arbetspunkt måste man tillse att ...

1. $V_{ut}(V_{in})$ är “tillräckligt“ linjär, för hela det signalintervall som kan hamna på ingången.



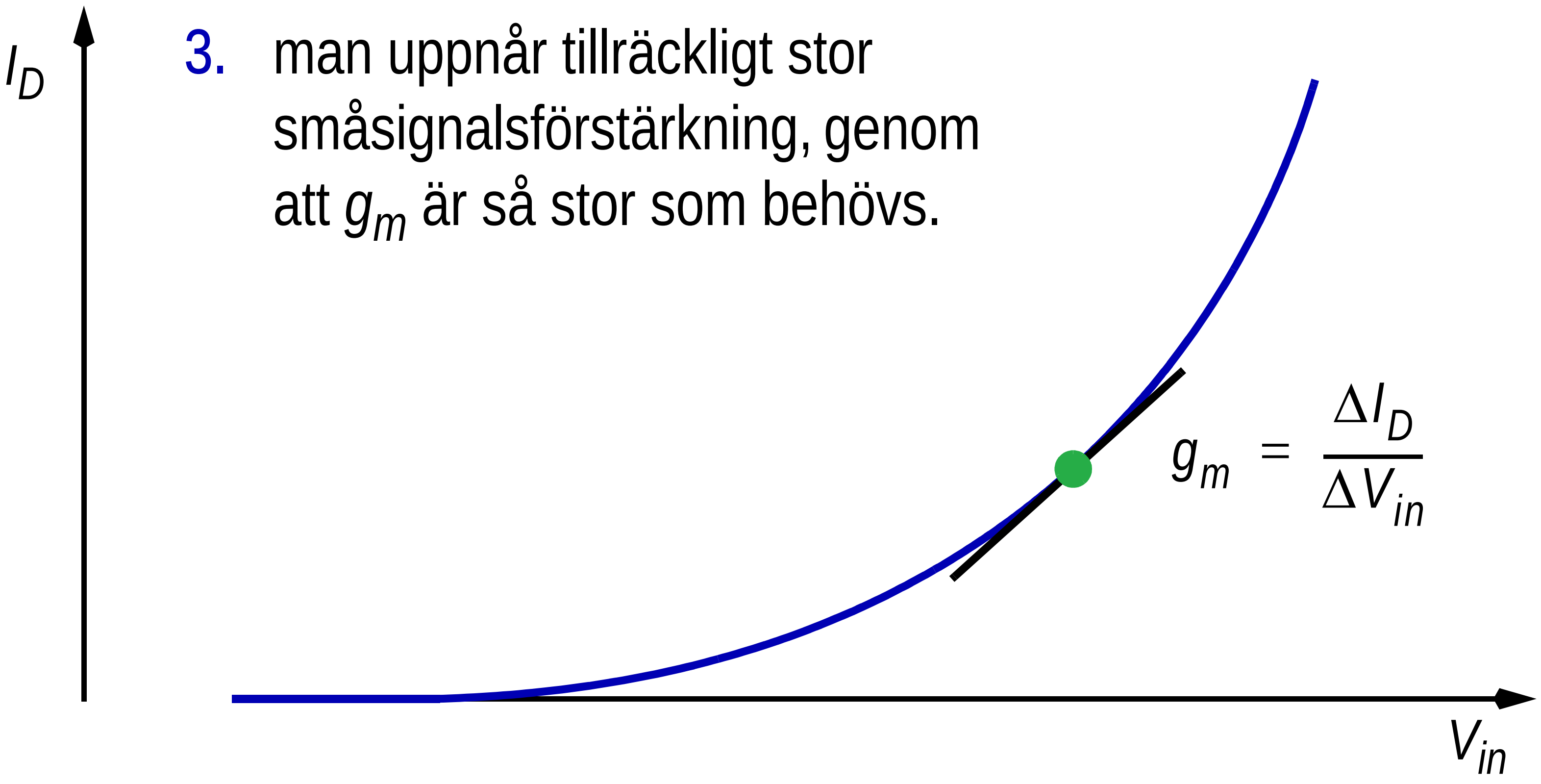
VAL AV ARBETSPUNKT - UTGÅNGSAMPLITUD

2. V_{ut} kan öka och minska med V_{in} utan att V_{ut}:s amplitud begränsas.



VAL AV ARBETSPUNKT - FÖRSTÄRKNING 1(2)

3. man uppnår tillräckligt stor småsignalsförstärkning, genom att g_m är så stor som behövs.



$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{in}}$$

VAL AV ARBETSPUNKT - FÖRSTÄRKNING 2(2)

- $g_m = \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{in}} = \dfrac{\mathrm{d}I_D}{\mathrm{d}V_{in}}$, vilket medför att

$$g_m = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}V_{in}}\left(\frac{k}{2}(V_{in} - V_T)^2\right) = k(V_{in} - V_T).$$

- Alltså: Ändrar man V_{in} ändras förstärkningen,
vilket betyder att vi inte får en linjär funktion mellan V_{ut} och V_{in}.
Begreppet “småsignal” visar sin betydelse!

- Vi kan också se att $g_m = k(V_{in} - V_T) = \sqrt{2kI_D}$, vilket betyder att
stora g_m sammanfaller med stora strömmar genom transistorkanalen.

LÅT OSS TITTA NÄRMARE PÅ TRANSKONDUKTANS

- $g_m = k(V_{in} - V_T) = \mu C_{ox} \dfrac{W}{L}(V_{in} - V_T)$
- Även med ett V_{in} som vi kan kontrollera väl, för att hålla g_m konstant, så har vi källor till variationer i g_m vilket leder till konstruktionsosäkerheter:
  - V_T kan variera.
  - W och L kan variera.
  - μ kan variera (genom temperaturen).
- **Notera** att när $I_D = \dfrac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS})$ påverkas g_m:

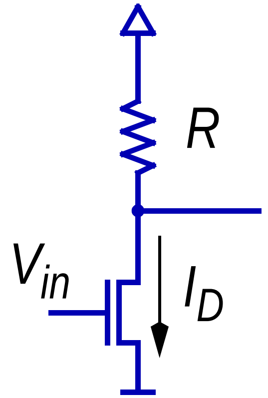
$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{in} - V_T)(1 + \lambda V_{DS}).$$

Olika lastresistanser

(S&S4 5.6, 5.7.4/S&S5 4.5, 6.5.1, 6.5.2)

LASTRESISTANSEN

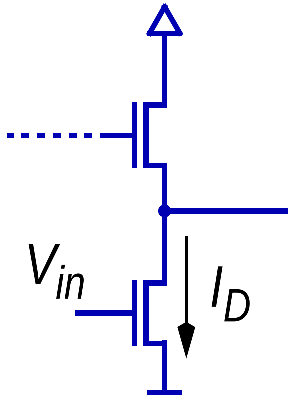
- En resistans *R*, genom vilken transistorströmmen passerar, ger oss ett enkelt sätt att avbilda I_D på V_{ut}. Lätt att lära ut!



$$V_{ut} = V_{DD} - I_D \cdot R$$

- Problem: När det gäller integrerade kretsar, så kan man inte tillverka resistanser effektivt (de blir stora och/eller onoggranna). Vad göra?

- Använd transistorer som laster ...
  - \+ tar liten plats.
  - \- är inte linjära!!



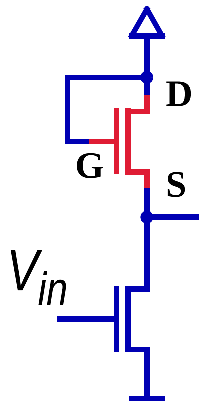
ICKE-LINJÄRA LASTRESISTANSER 1(2)

- Diodkopplad NMOS: $V_{gs} = V_{ds} \Rightarrow$ följande gäller alltid: $V_{ds} > V_{gs} - V_T \Rightarrow$ lasten är mättad: dess V_{gs} styr strömmen.
- Lasten börjar leda ström när $V_{gs} > V_T$, och eftersom $V_g = V_{DD}$ är det V_{ut} som styr när lasten är på:

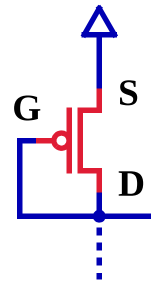
  Vi har att $V_{ut} < V_{DD} - V_T$ för att ström ska ledas genom lasten.
- För $V_{ut} \downarrow$ växer strömmen i proportion till

$$(V_{gs} - V_T)^2 = ((V_{DD} - V_{ut}) - V_T)^2.$$

Diodkopplad NMOS



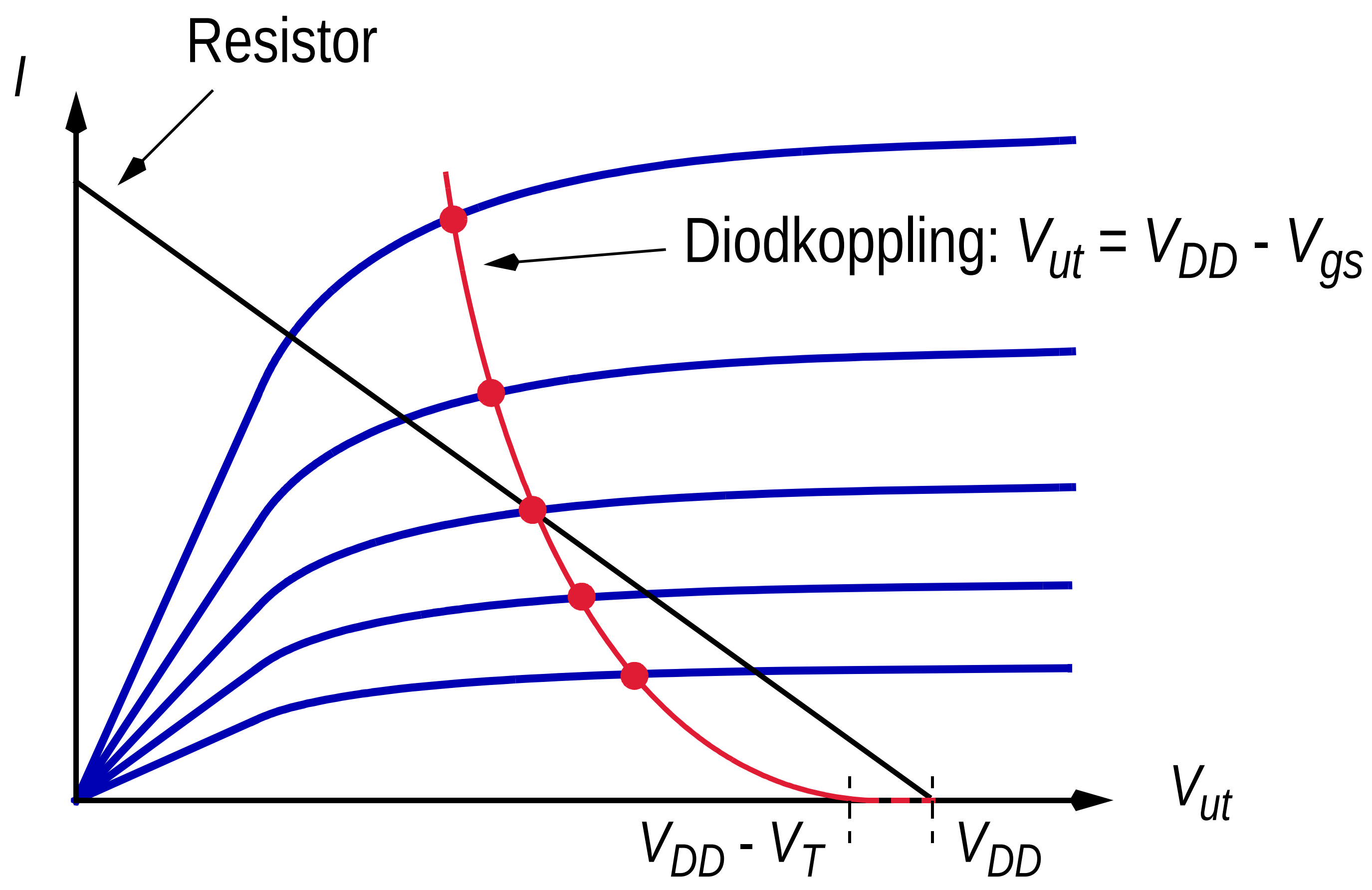
PMOS-diod



***Not:** Jag låter V_{gs} betyda total tidsvariant spänning:*

$$V_{gs} = V_{GS} + v_{gs}$$

I-V KARAKTERISTIK + BELASTNINGSLINJER 2(2)



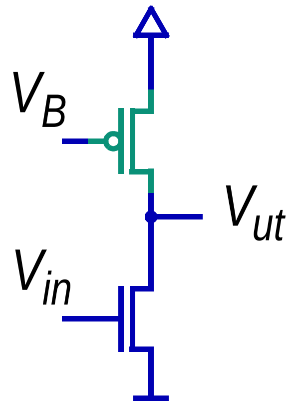
ICKE-LINJÄRA LASTRESISTANSER 1(2)

- Alltid gäller att $V_{gs} = V_B - V_{DD}$ (B = bias = “arbetspunkt”).
- $V_{ds} < V_{gs} - V_{Tp} \Rightarrow$ PMOS:en är i sitt mättade område.

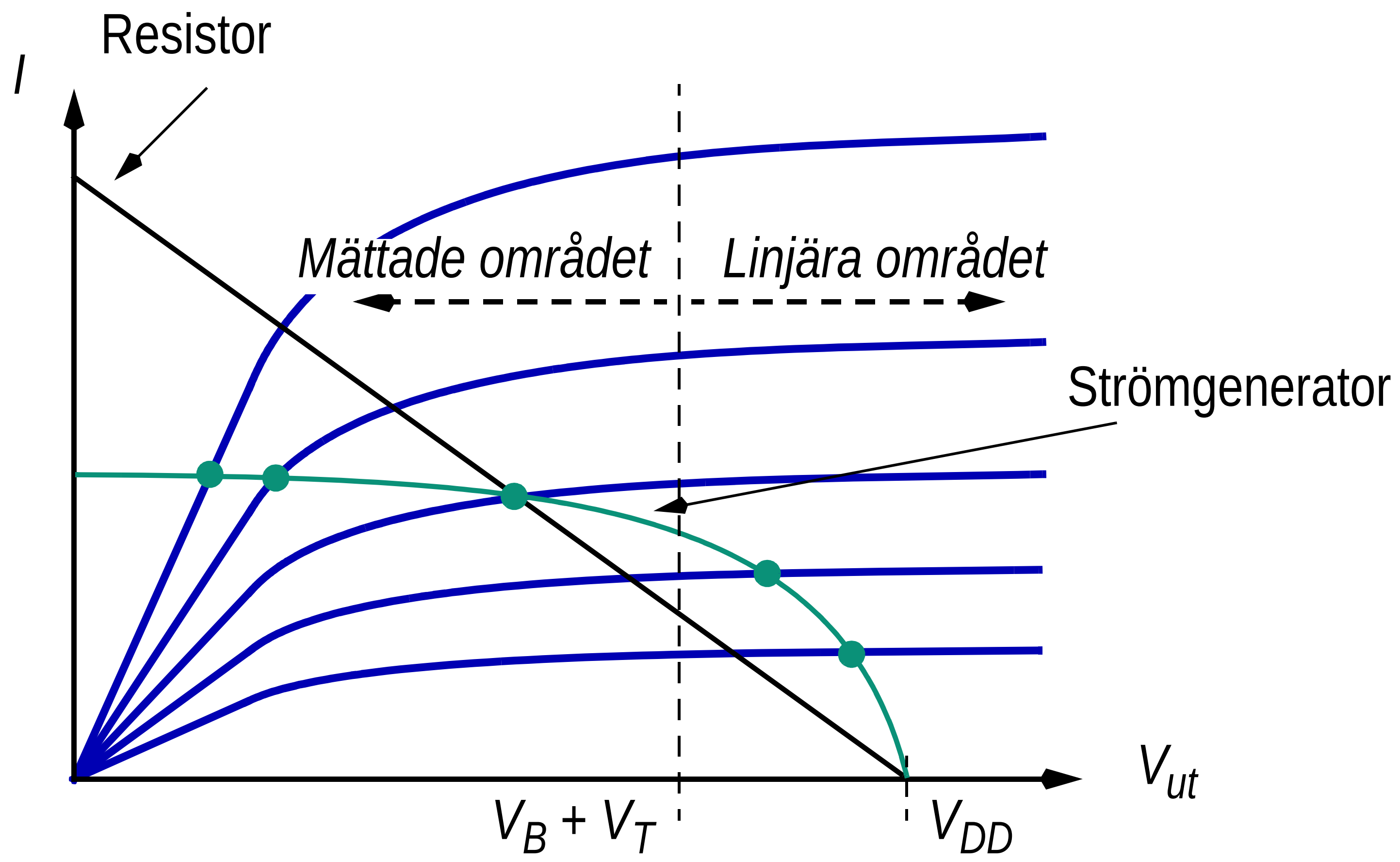
  Vi kan skriva
  $V_{ds} = V_{ut} - V_{DD}$ samt $V_{gs} = V_B - V_{DD} \Rightarrow$
  $V_{ut} - V_{DD} < V_B - V_{DD} - V_{Tp}$ för PMOS:ens mättnad $\Rightarrow$
  $V_{ut} < V_B - V_{Tp}$.

  Alltså, när $V_{ut} < V_B - V_{Tp} = V_B + V_T$ är PMOS:en mättad.
- Givet att PMOS:en håller sig inom sitt mättade område, kallar man denna lastresistans (konstant)strömgenerator eftersom den lämnar en ström som är oberoende av V_{ut}.

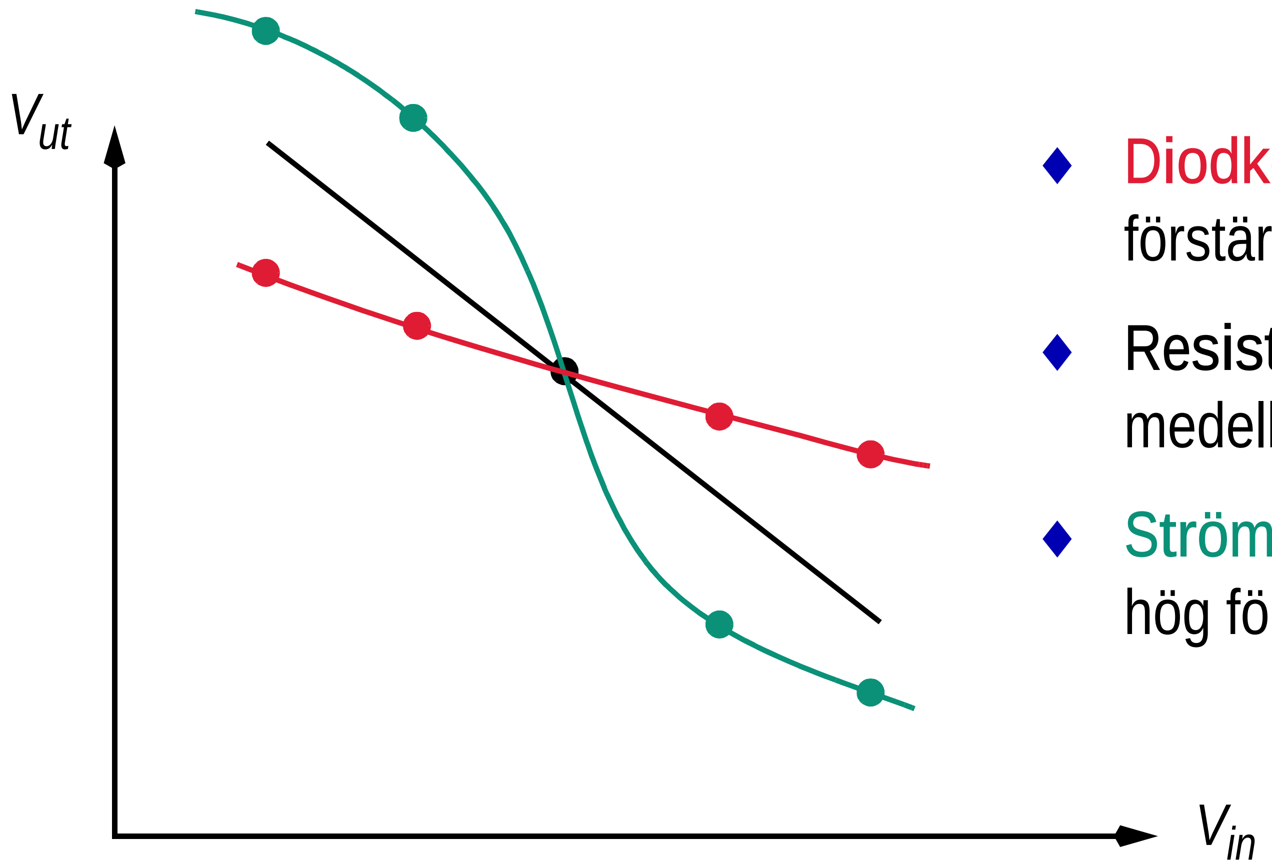
Strömgenerator



I-V Karakteristik + Belastningslinjer 2(2)

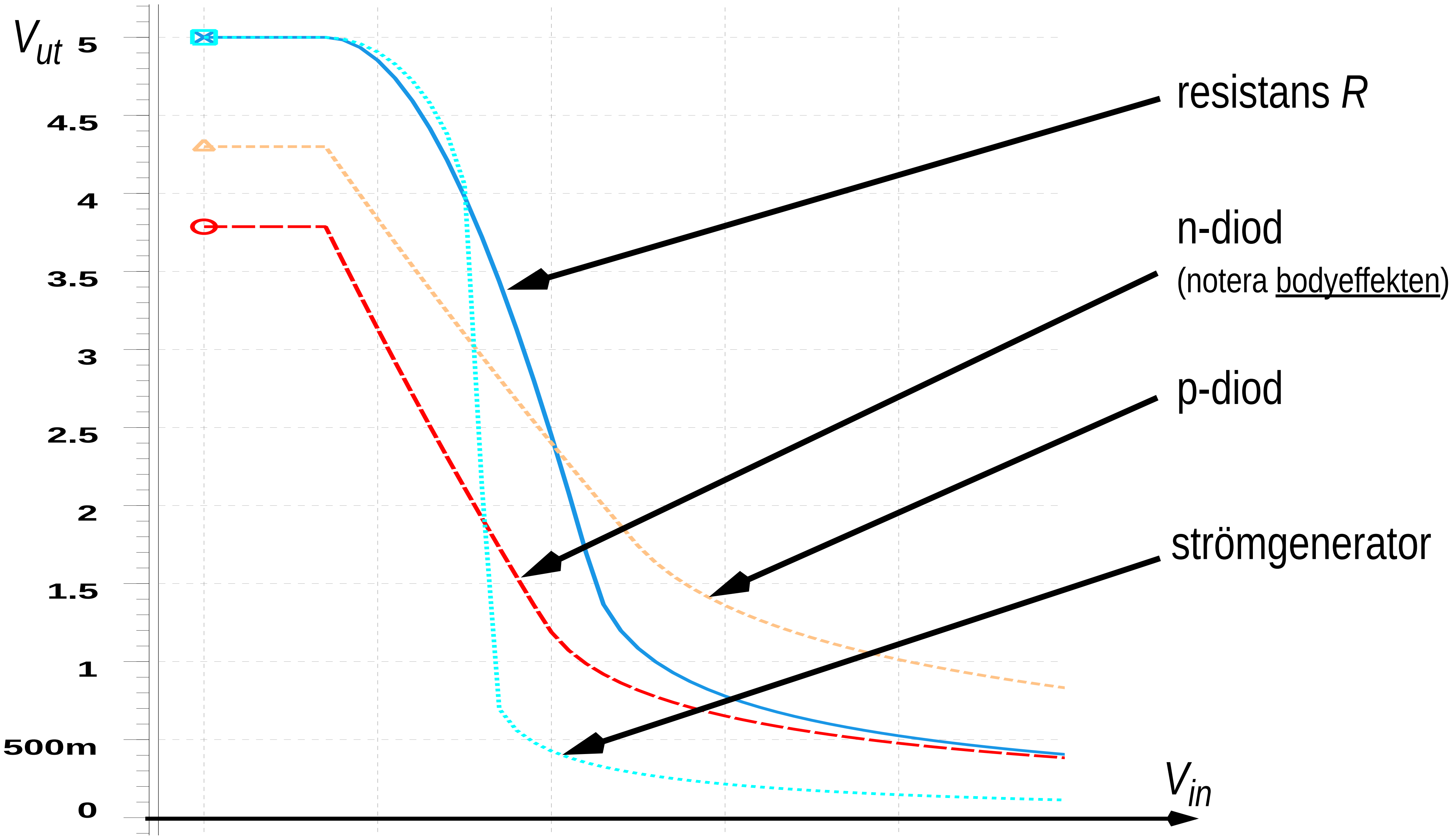


SKISSAT FÖRHÅLLANDE MELLAN Vut(Vin)



- Diodkoppling ger låg förstärkning.
- Resistans ger medelhög förstärkning.
- Strömgenerator ger hög förstärkning.

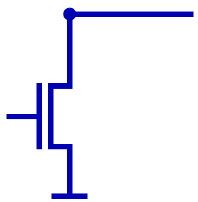
SIMULERING AV OLIKA LASTRESISTANSER



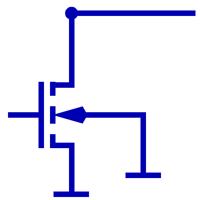
OLIKA MOSFET-SYMBOLER

- MOSFET:en har egentligen fyra stycken terminaler:
gate, source, drain ... och en fjärde. Den som sitter i materialsubstratet!

“Digital”
NMOS-symbol

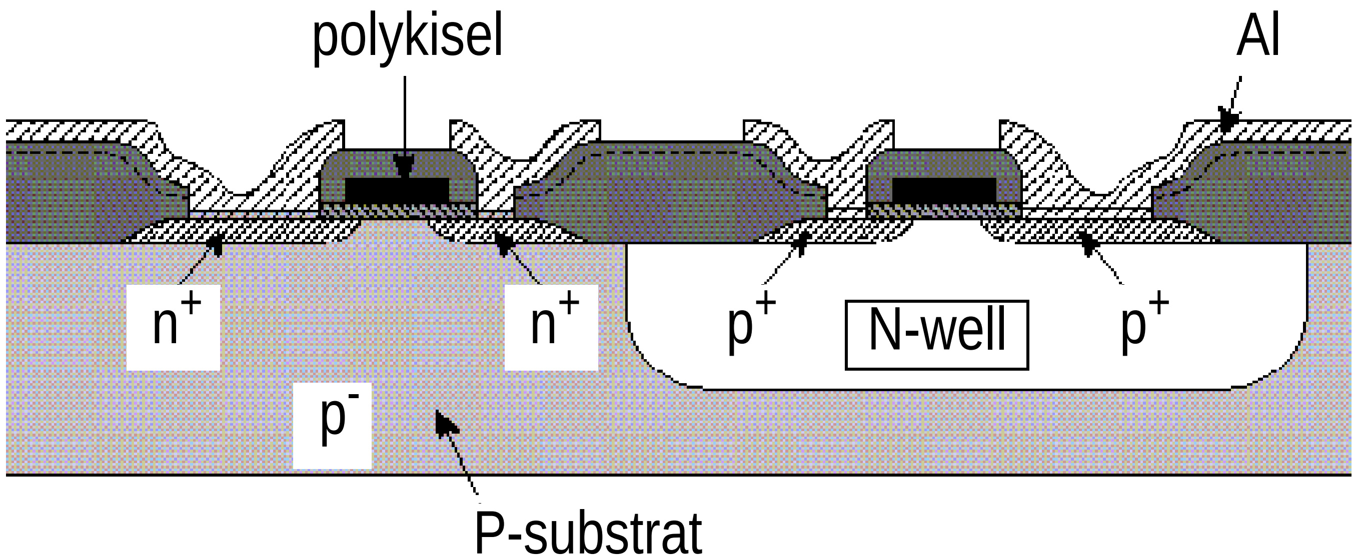


“Analog“
NMOS-symbol



Denna symbol innehåller mer information, vilket kan vara användbart!

NMOS:ENS BODY ÄR JORDAD!



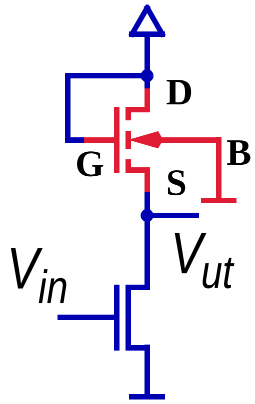
- Substrat och source; vi har nu två terminaler vars naturliga förkortningar är *S*: Därför säger vi body (*B*) om transistorns substratsterminal.
- Det P-dopade substratet omfattar hela chipset (den N-dopade well'en är lokal).
- PMOS:ars body har valfri spänning, medan NMOS:ars body måste alla jordas, annars kortsluter substratmaterialet alla anslutna spänningar.

Bodyeffekten påverkar tröskelspänningen!

1: Spänningen på source för den övre NMOS:en i kretsen till höger följer V_{ut}, och ligger alltid ovanför DC-jord.

2: Men NMOS:ens body är ju alltid ansluten till DC-jord.

1+2: Nu uppstår en positiv spänning mellan source och body!



- Bodyeffektens inverkan på $V_{T(0)}$ är

$$\Delta V_T = \frac{\sqrt{2q\varepsilon N_a}}{C_{ox}} \left(\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F}\right)$$

Detta beskriver förändringen av V_T för en NMOS-transistor, när $V_{SB} > 0$.

- N_a står för dopningen i substratet och ges i antal dopatomer/cm^3. Såväl ϕ_F som N_a beskrivs mer utförligt i SPICE-övning 2.

Småsignalsschemat

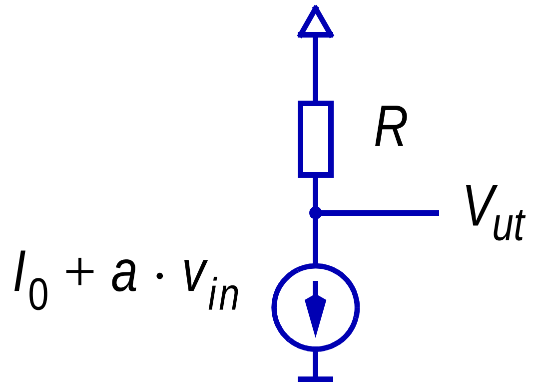
Vad är ett småsignalsschema?

- Ett småsignalsschema är en representation av en krets med avseende på dess småsignalsegenskaper.
- Som vi kommer märka upprepade gånger under kursen, antar vi gärna ett förenklat synsätt på olinjära halvledare:

Vi tänker oss att spänningar och strömmar
rör sig så <u>begränsat</u> i amplitud
att vi kan <u>betrakta</u> (modellera) t.ex. en transistor
som en komponent som förstärker
en insignal på ett <u>linjärt</u> sätt.

Exempel på småsignalsschema 1(4)

- Vi tar en mycket förenklad krets som exempel: Strömkällans ström styrs med småsignalen v_{in} — förstärkningen kan då anses vara konstant (= a).



- Utsignalen V_{ut0}, för $v_{in} = 0$, ligger på en nivå som bestäms av strömmen i arbetspunkten, nämligen I_0:

$$V_{ut0} = V_{DD} - R \cdot I_0 .$$

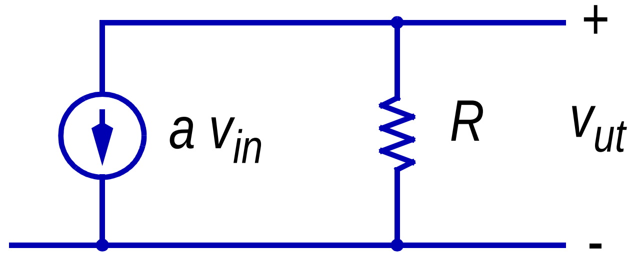
EXEMPEL PÅ SMÅSIGNALSSCHEMA 2(4)

- När den varierande insignalen har en liten amplitud (= är en småsignal, v_{in}) kan vi alltså anta att strömkällans förstärkningsfaktor a är konstant.
- Detta innebär att en liten, linjär ökning av v_{in} ger en linjärt ökande ström genom strömkällan, vilket leder till att spänningsfallet över resistansen R ökar och att V_{ut} faller.
- På samma sätt ger en minskning av v_{in} upphov till ett ökande V_{ut}.
- Vi kan sammanfatta dessa båda beteenden som:

$$V_{ut} = V_{DD} - R \cdot (I_0 + a \cdot v_{in}).$$

EXEMPEL PÅ SMÅSIGNALSSCHEMA 3(4)

- Variationen i insignalen, och dess effekt på utspänningen, kan representeras som nedanstående småsignalsschema, där (lik)spänningsförsörjningarna bundits samman till en signaljord.



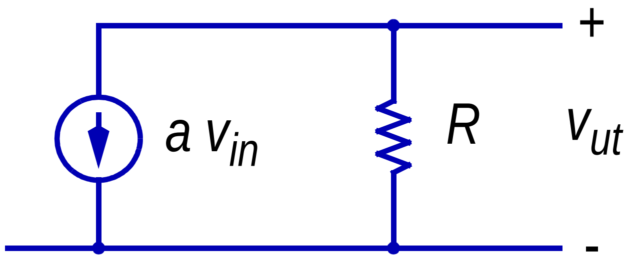
- Kontrollera nu hur en variation i insignalen slår igenom i schemat och påverkar utsignalen <u>när den senare också är representerad som en småsignal</u>. Begreppet signaljord är problematiskt att förstå om man inte noggrant analyserar exemplet jag just gav!

EXEMPEL PÅ SMÅSIGNALSSCHEMA 4(4)

Sammanfattning:

- Alltså, i schemat till höger finner vi att

$$v_{ut} = -R \cdot (a \cdot v_{in}).$$



- Ovanstående uttryck beskriver den småsignalsvariation som sker inom uttrycket för totala spänningen på utgången på kretsen till höger

$$V_{ut} = V_{DD} - R \cdot (I_0 + a \cdot v_{in}).$$