FÖRELÄSNING 4

MOSFET:ens in- och utimpedanser

Småsignalsmodeller

Spänning- och strömstyrning

Stora signaler

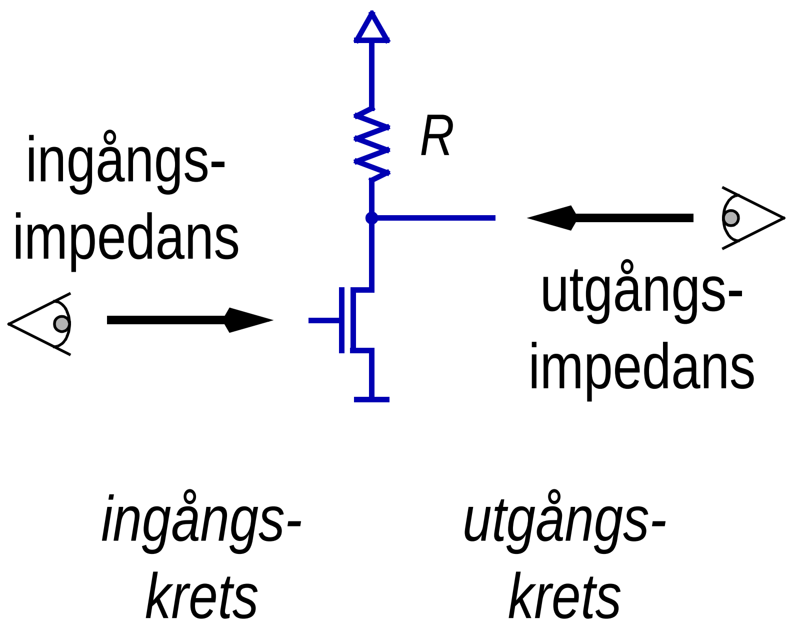
MOSFET:ens högfrekvensegenskaper

MOSFET:ens in- och utimpedanser

(S&S4 1.5, 3.5 /bakgrund/, 5.5/
S&S5 1.5, 3.3.8 /bra exempel med diod/, 4.4)

IMPEDANS

I följande serie av OHs ska vi studera
impedansen hos en MOS-transistor
med avsikten att inkludera
denna egenskap i småsignalscheman ...



- Impedanser är viktiga för de definierar gränssnitt i den elektriska världen, av nytta när man kopplar samman kretsar.

INIMPEDANS PÅ MOSFET:EN 1(2)

- Inimpedansen på en MOS-transistor är nyckeln till dess popularitet.

  När man lägger en spänning över transistorn går det inte in någon ström genom gaten (styret). Den har en “oändlig” inimpedans!

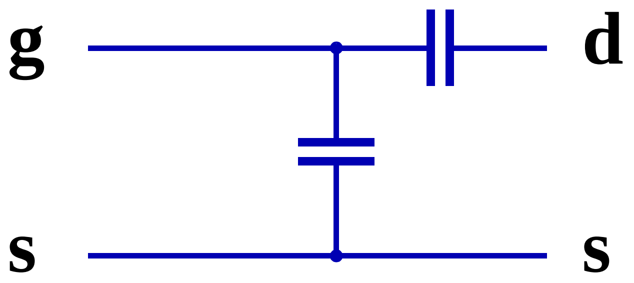
- Nja, vi har lärt oss att vara försiktiga med oändligheter ...

  1. Det läcker alltid lite ström in genom gaten och direkt sjunker inimpedansen på en MOS-gate till kanske 10-100 MΩ.
  2. Om man på gaten lägger en växelspänning och ökar frekvensen så kommer kapacitanser som sitter mellan gate och drain, samt mellan gate och source gradvis att börja leda.

     Nu har vi en riktig impedans i och med att den innehåller reaktanser (t.ex. $1/j\omega C$) — “resistansen” har blivit frekvensberoende.

INIMPEDANS PÅ MOSFET:EN 2(2)

- Inimpedansen på en MOS-transistor är trots allt ganska enkel att beskriva, eftersom den är linjär — och den består av två kapacitanser på ingången.

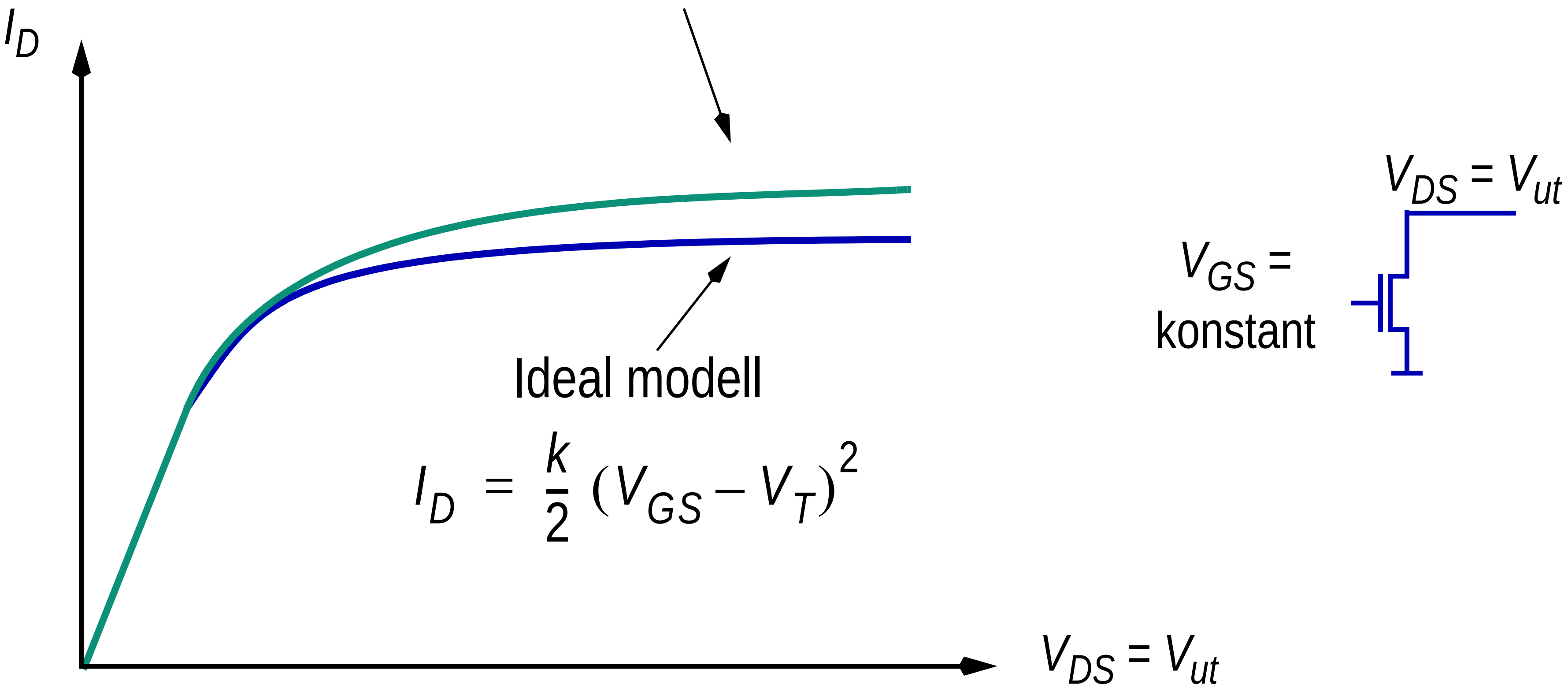


- Med reaktanser 1/j$\omega$$C$ som representerar de två kapacitanserna kan man sedan räkna med inimpedans bäst man vill.

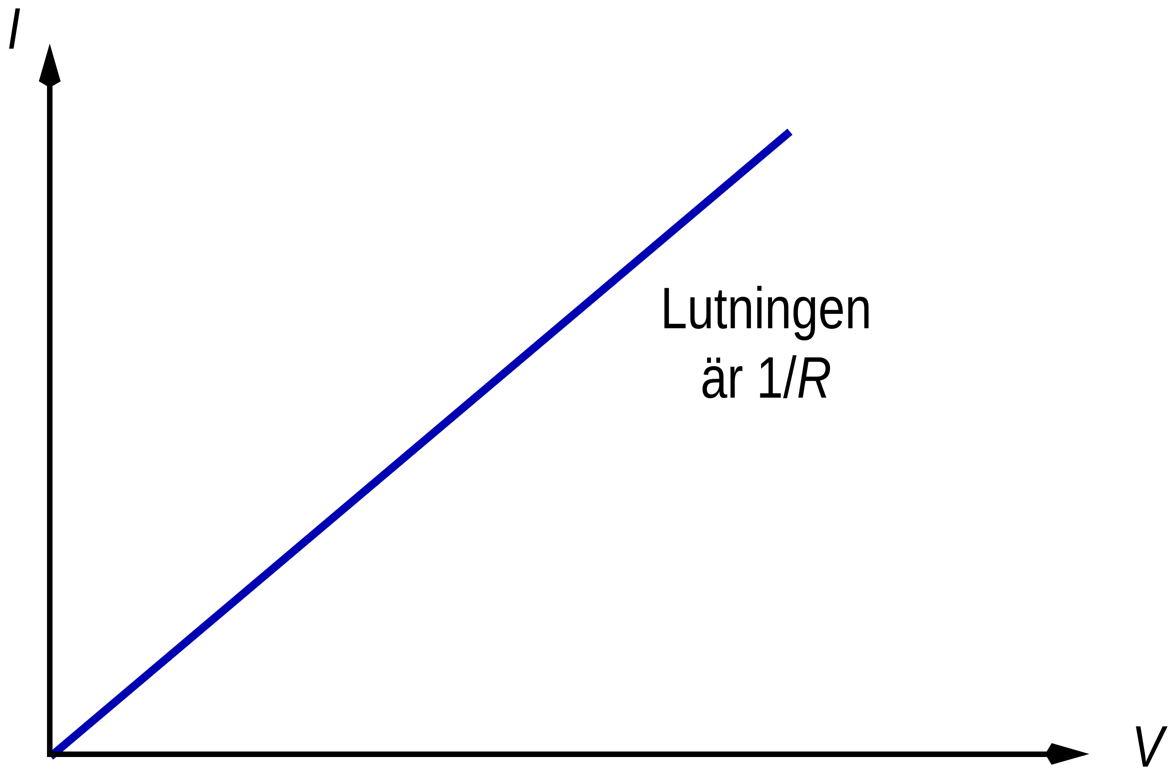
I-V UTKARAKTERISTIK FÖR MOSFET:EN

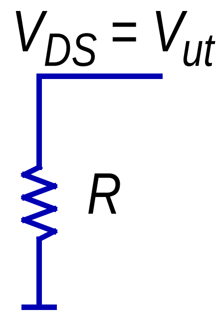
Med kanallängdsmodulation (lite överdrivet ritat kanske ...)

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



SOM JÄMFÖRELSE: EN RESISTANS I-V KARAKTERISTIK

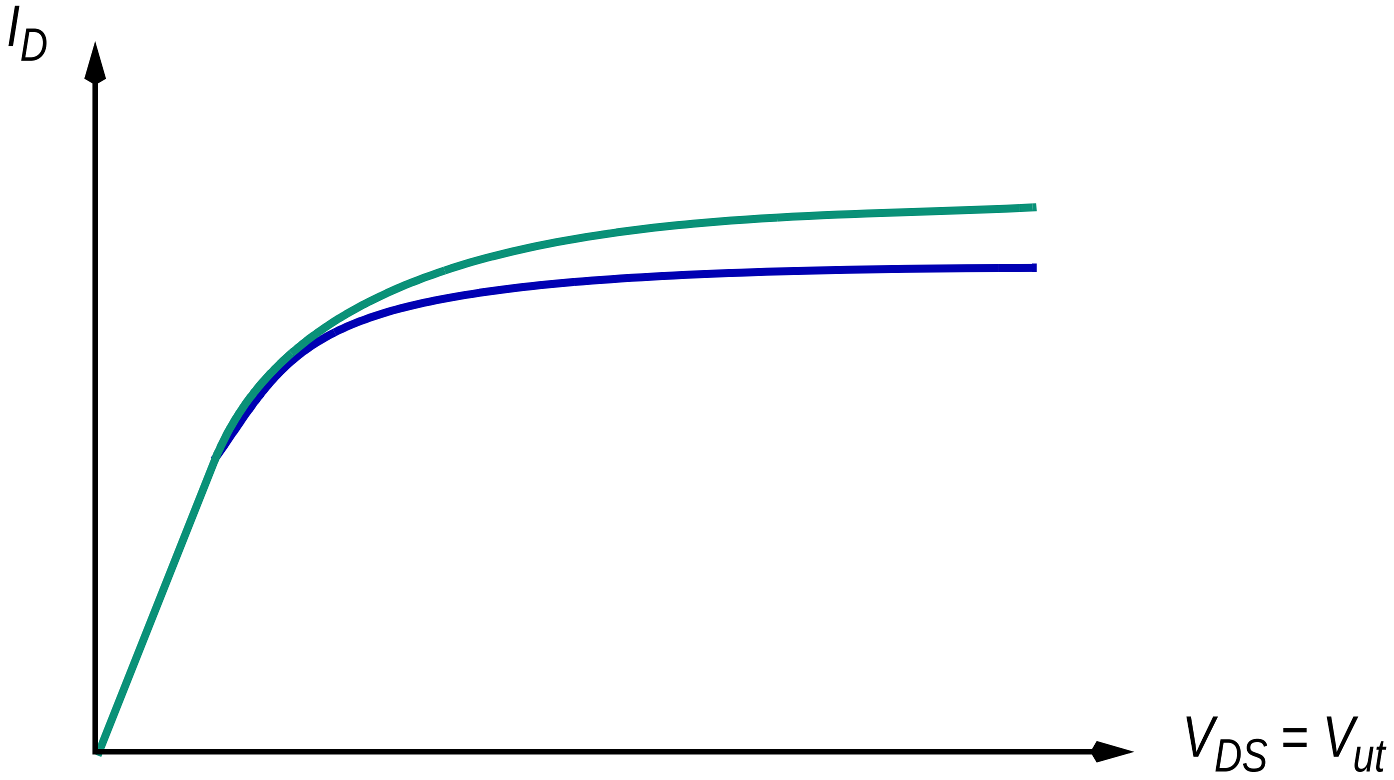




UTIMPEDANS PÅ MÄTTAD MOS-TRANSISTOR 1(3)

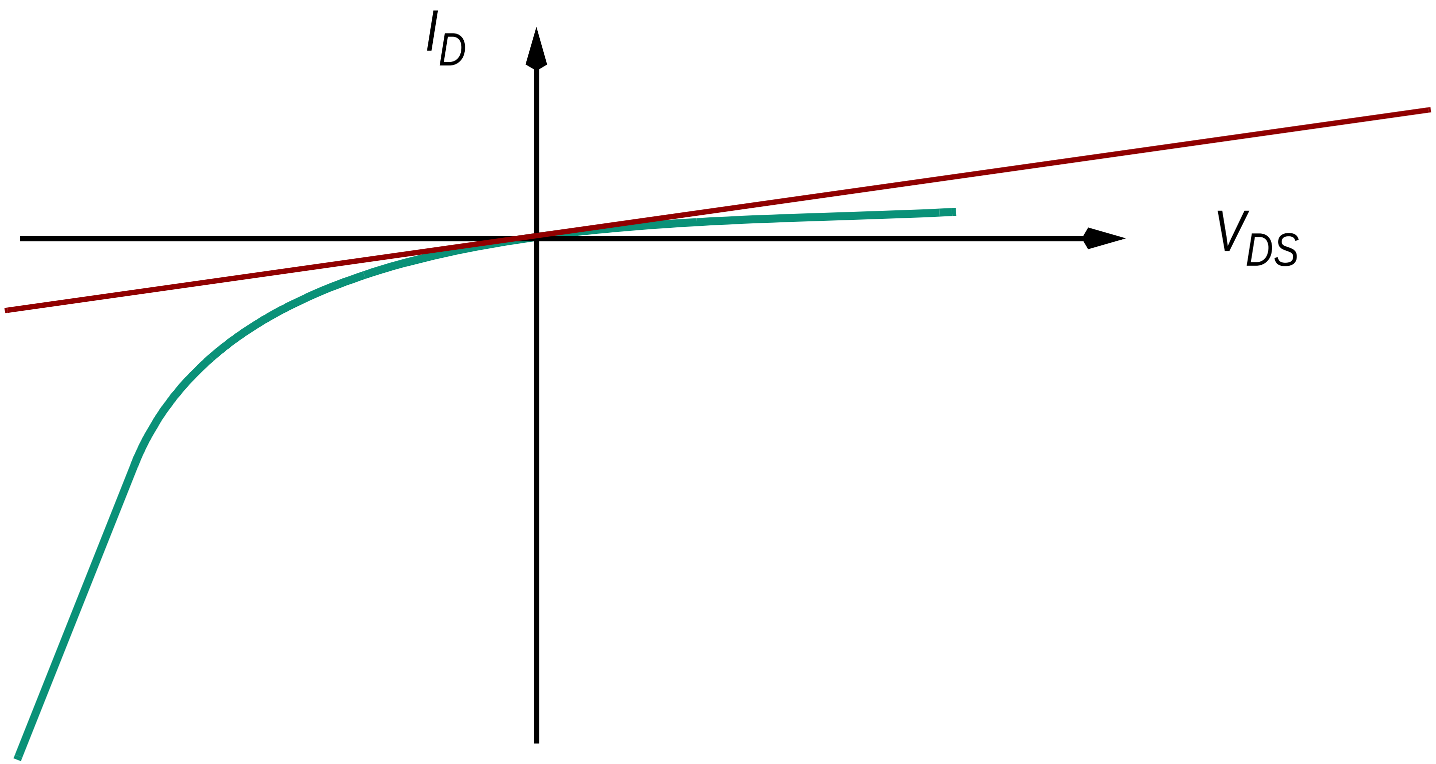
För vilka förutsättningar ska man räkna fram utimpedansen?

- Transistorkanalen beter sig icke-linjärt när det gäller kanalströmmen (I_D) som funktion av kanalspänningen (V_{DS}).



UTIMPEDANS PÅ MÄTTAD MOS-TRANSISTOR 2(3)

- Vi måste göra vår icke-linjära impedans linjär.
- Vi flyttar origo på grafen till arbetspunkten! Nu kan vi mäta upp lutningen genom att ta differentialen alt. derivatan på strömekvationen i mättnadsområdet.



$$\frac{1}{r_{ut}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}}$$

UTIMPEDANS PÅ MÄTTAD MOS-TRANSISTOR 3(3)

- Vi talar nu om r_{ut}, som kan sägas vara kanalens småsignalsimpedans
- Denna impedans är intressant bara för det läge där vi skaffat oss en arbetspunkt, från vilken spänningar och strömmar avviker under "förstärkningsarbetet".
- *Så vad blir småsignalsimpedansen?* Vid arbetspunkten har vi V_{DSQ} och I_{DQ}:

$$r_{ut} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}I_D}\left(\frac{I_D}{\lambda \cdot \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2} - \frac{1}{\lambda}\right)$$, eller

$$r_{ut} = \frac{1}{\lambda \cdot \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2}$$

- Utimpedansen är oändligt hög om $\lambda = 0$, d.v.s. om kanallängdsmodulation saknas.

Småsignalsmodeller

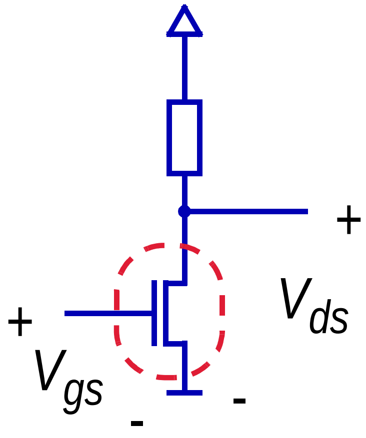
(S&S4 1.5, 3.5 /bakgrund/, 5.5/
S&S5 1.5, 3.3.8 /bra exempel med diod/, 4.4)

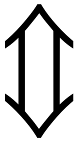
SMÅSIGNALSMODELLER

- Vi skiljer på DC-egenskaper i arbetspunkten från småsignalsegenskaper kring arbetspunkten.
- Transistorer och kretsar kan uttryckas som småsignalsmodeller/scheman, som finns i många olika utföranden, beroende på vad man vill analysera/demonstrera.
- Förutsättningar för den grundläggande modellen:

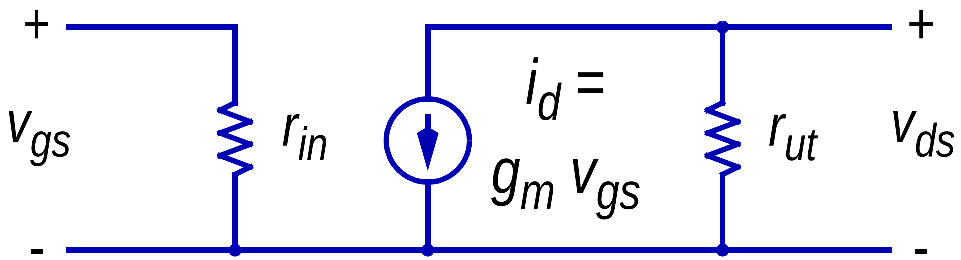
1. Resistanser är differentiella, utgående från arbetspunkten.
2. Förstärkning i form av ideal strömkälla med oändligt hög inre resistans (alt. ideal spänningskälla med oändligt låg resistans). Jag utgår från att ni känner till begreppet “inre resistans”.
3. DC-spänningskällan V_{DD} sätter upp arbetspunkten och därmed g_m, men sett ur ett småsignalsperspektiv är spänningskällan en kortslutning (minns repetitionen i Fö 3).

Enkel småsignalsmodell för en MOS-transistor





- r_{in} stor (bortse från kapacitanserna nu)
- $g_m = k(V_{GS} - V_T) \cdot (1 + \lambda V_{DS})$
- $r_{ut} = \dfrac{1}{\lambda \cdot \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2}$

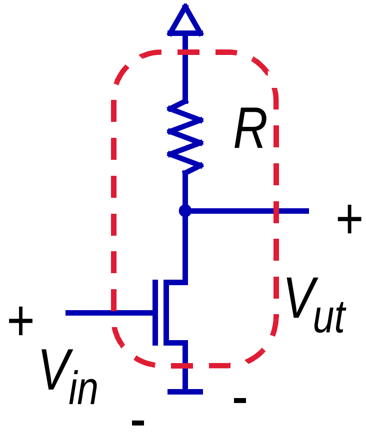


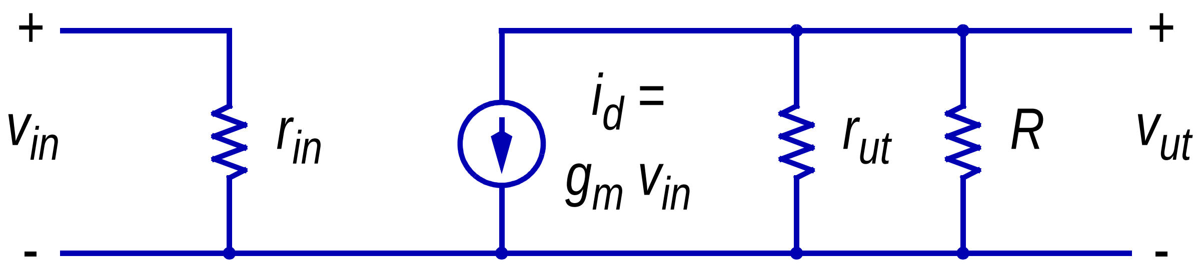
Förstärkning:

$$A_{v0} = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = \frac{-(g_m v_{gs}) \cdot r_{ut}}{v_{gs}}$$

$$A_{v0} = -g_m \cdot r_{ut}$$

Enkel småsignalsmodell för förstärkarsteget





Förstärkning (med obelastad utgång!):

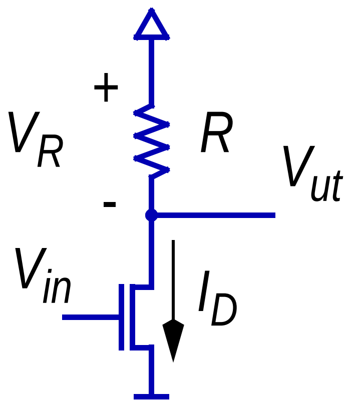
$$A_v = \frac{v_{ut}}{v_{in}} = \frac{-(g_m v_{in}) \cdot \left(\frac{r_{ut} \cdot R}{r_{ut} + R}\right)}{v_{in}}$$

$$A_v = -g_m \cdot \left(\frac{r_{ut} \cdot R}{r_{ut} + R}\right)$$

Överkurs: Något om dimensionering

- Från förut har vi $g_m = \sqrt{2\ k\ I_D}$ för vårt exempelsteg. Låt oss titta på spänningsförstärkningen antagande att r_{ut} kan försummas: $A_v = -g_m \cdot R$.
- Vi kan skriva $A_v = -\sqrt{2\ k\ I_D} \cdot [V_R / I_D]$.
- Nu har vi en massa valmöjligheter för att öka A_v:

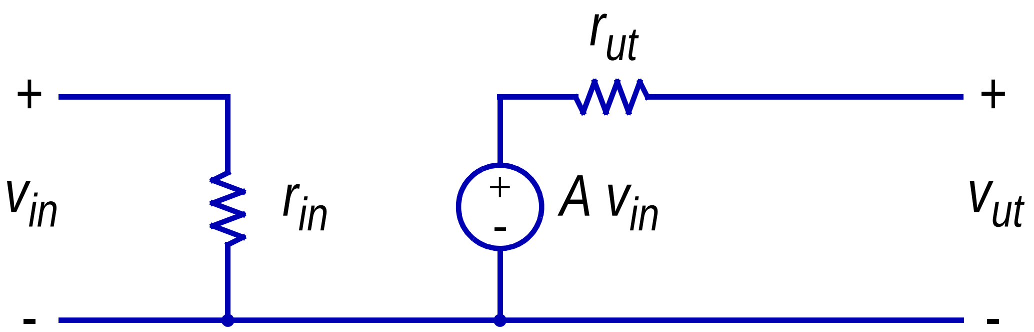
Ex. Anta arbetspunkt V_{in} (och därför I_D) konstant:
Nu $V_R \uparrow \Rightarrow R \uparrow$. För mättnad krävs: $V_{in} < V_{ut} + V_T$,
men $R \uparrow \Rightarrow V_{ut}$ minskar och signalsvinget (amplituden) som är möjligt i förstärkaren minskar - mycket negativt (reducerat headroom)!



$$V_{ut} = V_{DD} - V_R$$

Spänning- och strömstyrning
(S&S4/S&S5 1.5)

Olika Ideala Förstärkarmodeller 1(2)



Spänningsförstärkaren:

$$A = \left.\frac{v_{ut}}{v_{in}}\right|_{i_{ut} = 0}$$

$$r_{in} = \infty$$

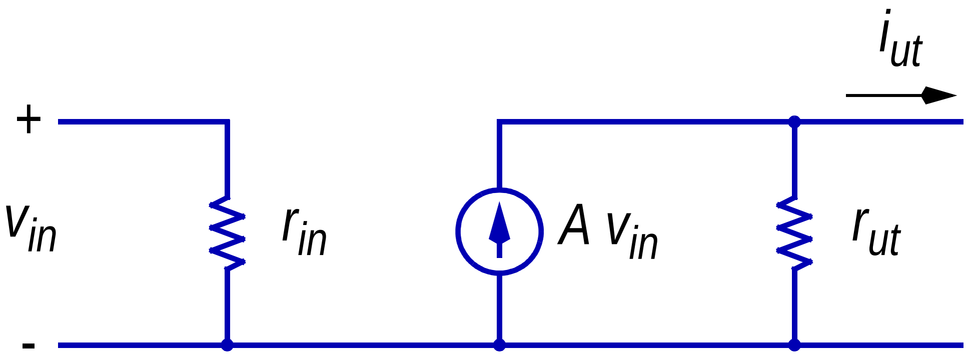
$$r_{ut} = 0$$

Transkonduktansförstärkaren:

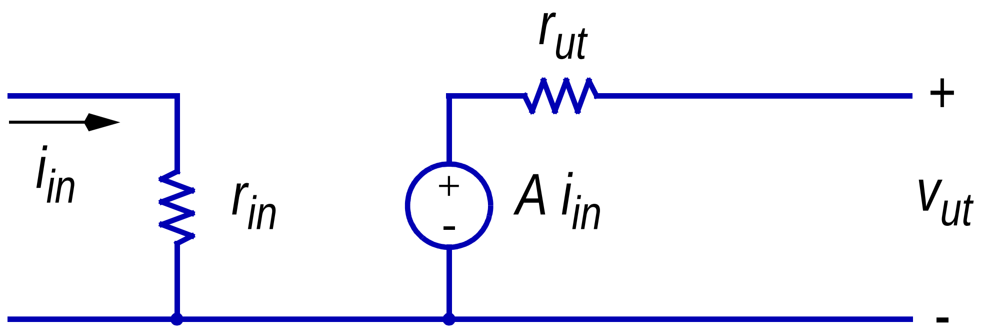
$$A = \left.\frac{i_{ut}}{v_{in}}\right|_{v_{ut} = 0}$$

$$r_{in} = \infty$$

$$r_{ut} = \infty$$



OLIKA IDEALA FÖRSTÄRKARMODELLER 2(2)



Transresistansförstärkaren:

$$A = \left.\frac{v_{ut}}{i_{in}}\right|_{i_{ut} = 0}$$

$$r_{in} = 0$$

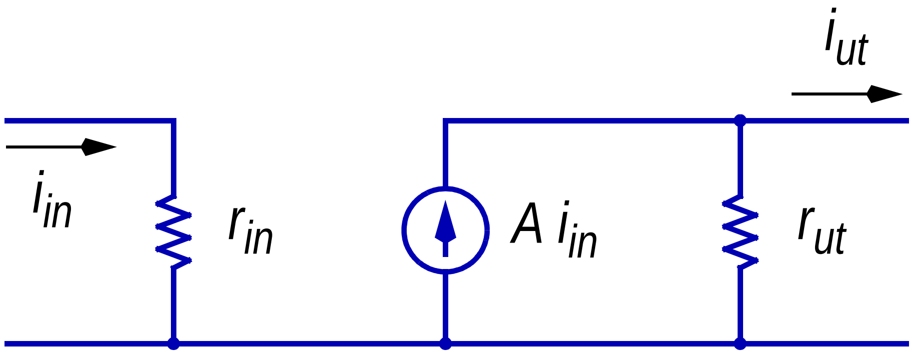
$$r_{ut} = 0$$

Strömförstärkaren:

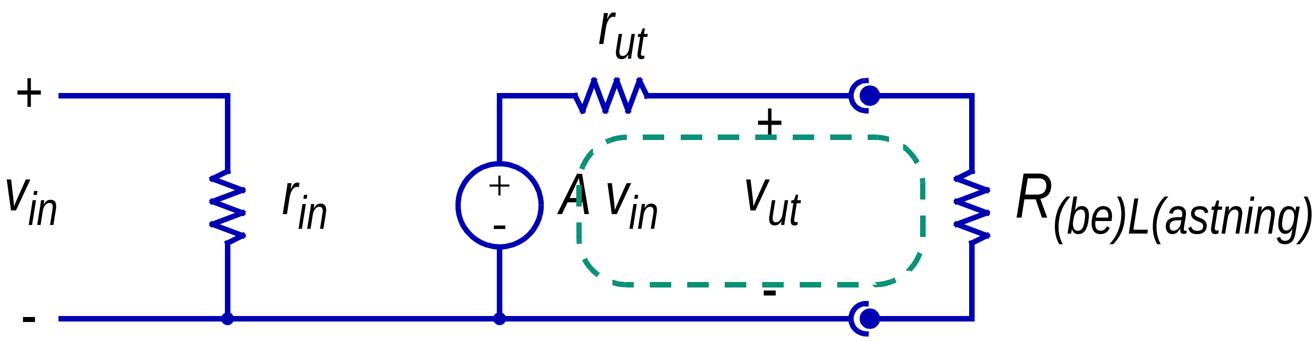
$$A = \left.\frac{i_{ut}}{i_{in}}\right|_{v_{ut} = 0}$$

$$r_{in} = 0$$

$$r_{ut} = \infty$$

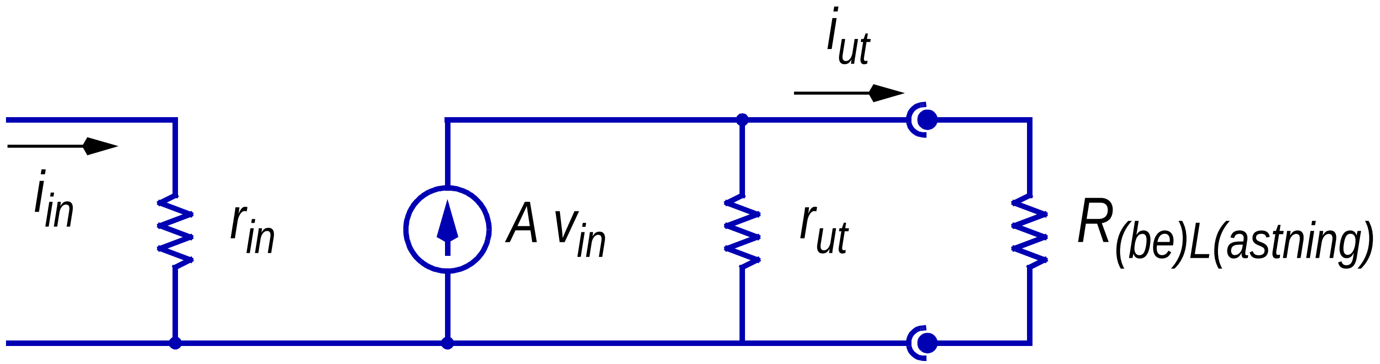


ÖVERFÖRING AV SIGNAL 1(2)



- Spänningsförstärkare: underförstått att vi vill överföra utspänning till nästa stegs ingång.
- När vi ansluter en belastning på utgången så kommer ström att flyta i utgångskretsen, och då gäller det att få spänningsdelningen som sker mellan r_{ut} och R_L att lägga störst spänning över R_L. Alltså: $R_L >> r_{ut}$.
- Man brukar säga att spänningsförstärkaren behöver ha en högimpediv belastning och en låg inre resistans.

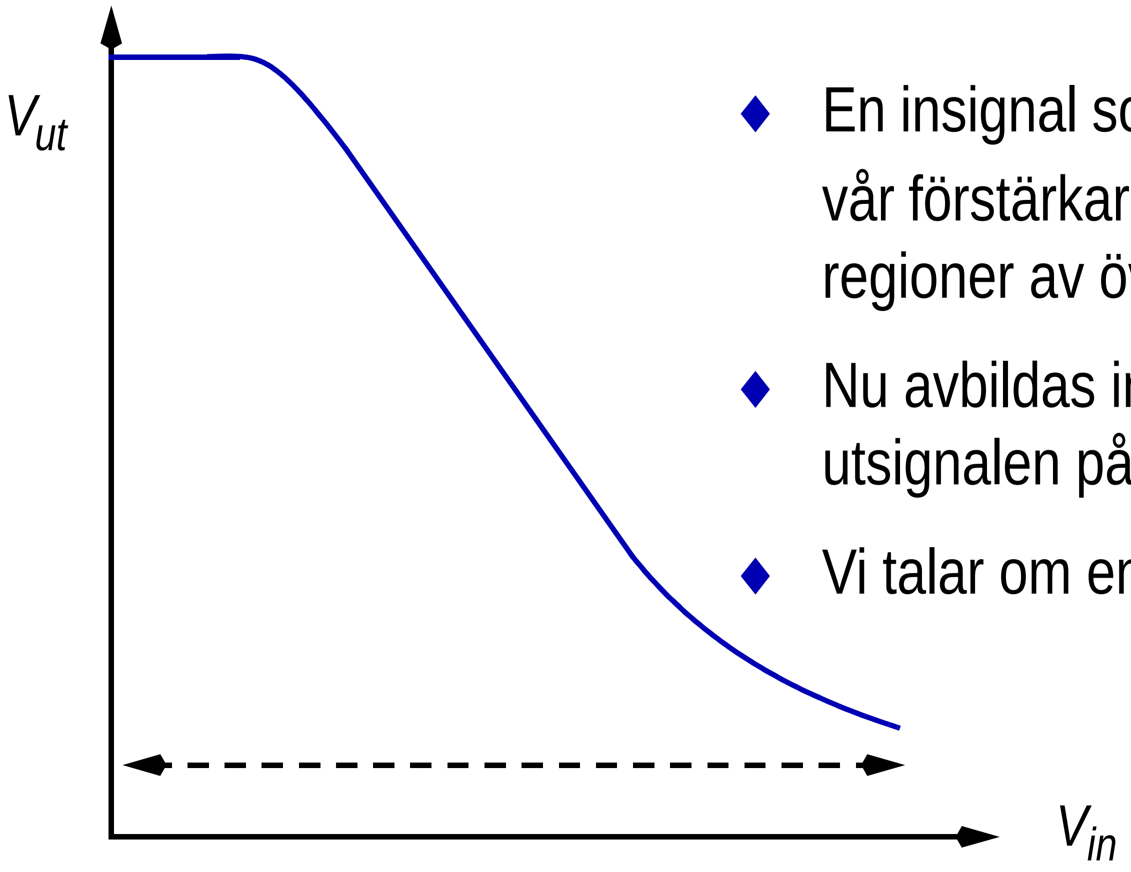
ÖVERFÖRING AV SIGNAL 2(2)



- Strömförstärkare: underförstått att vi vill överföra utströmmen till nästa stegs ingång.
- När vi ansluter en belastning på utgången så gäller det att få strömdelningen som sker mellan r_{ut} och R_L att medföra att majoriteten av strömmen går genom R_L. Alltså: $R_L << r_{ut}$.
- Man brukar säga att strömförstärkaren behöver ha en lågimpediv belastning och en hög inre resistans.

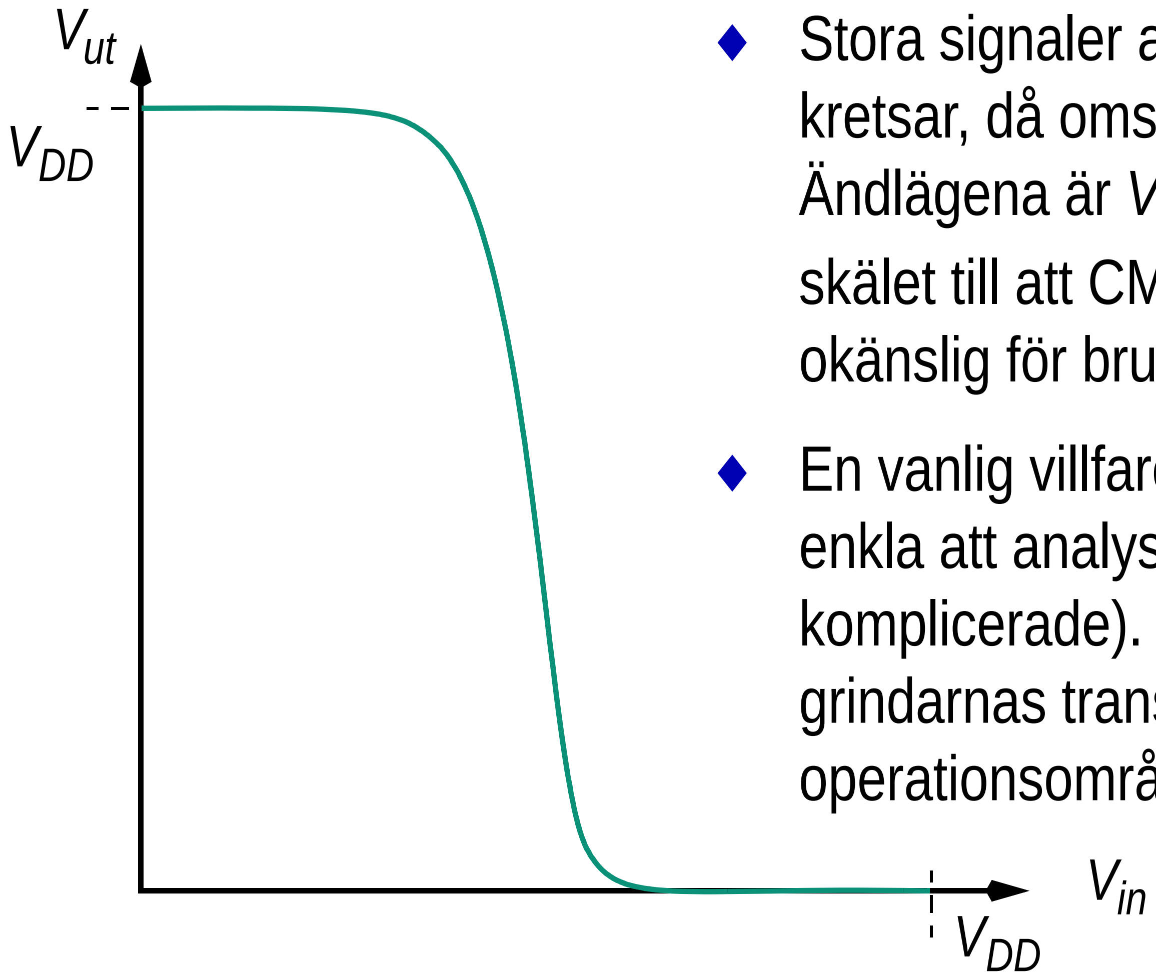
Stora signaler

EN STOR SIGNAL



- En insignal som slår om från 0 V till V_{DD} får vår förstärkare att passera förbi alla möjliga regioner av överföringsfunktionen.
- Nu avbildas inte längre insignalen på utsignalen på ett linjärt sätt.
- Vi talar om en stor signal (eller transient).

DIGITALA, STORA SIGNALER

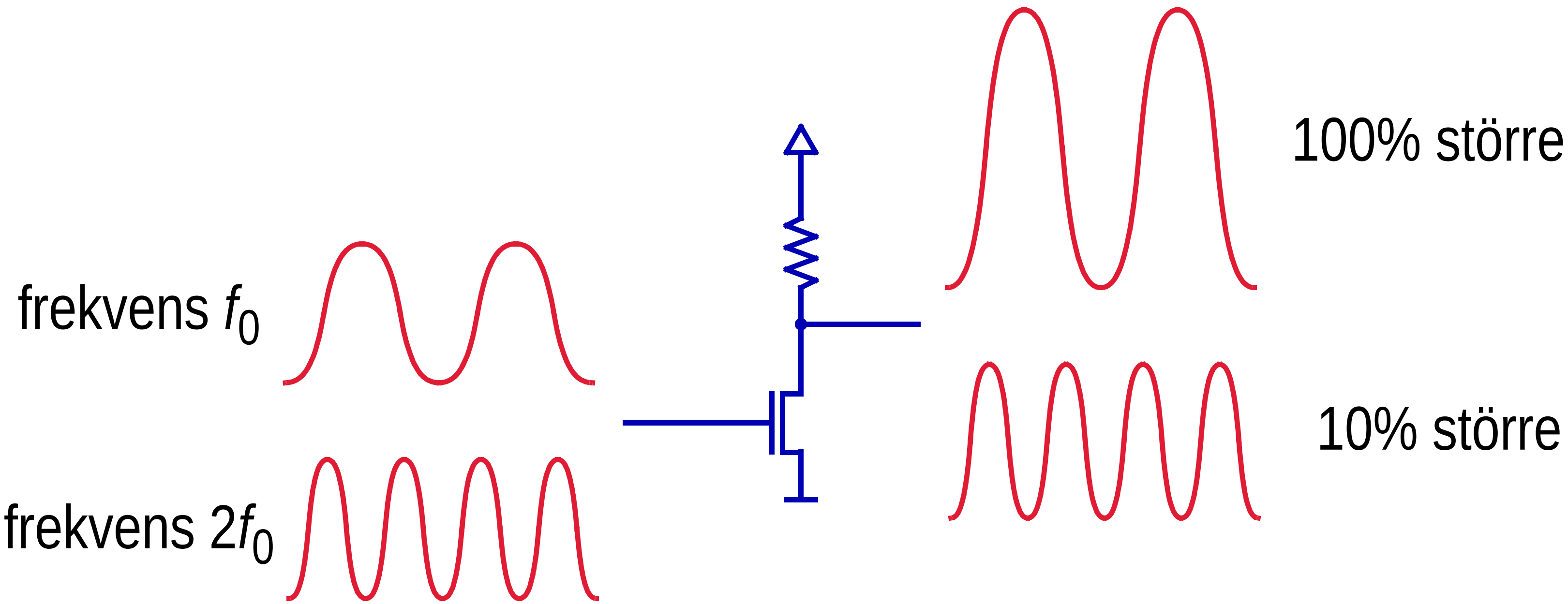


- Stora signaler används i alla digitala CMOS kretsar, då omslag/toggling sker mellan 0 och 1. Ändlägena är V_{DD} och 0 V, och detta är skälet till att CMOS är relativt okänslig för brus.
- En vanlig villfarelse är att digitala kretsar är enkla att analysera (medan analoga är komplicerade). Men ta bara logiska omslag; grindarnas transistorer passerar genom flera operationsområden.

MOSFET:ens högfrekvensegenskaper

(S&S4 5.10, 7.4/S&S5 4.8, 4.9.2, 6.2)

FÖRSTÄRKARSTEGET, IGEN

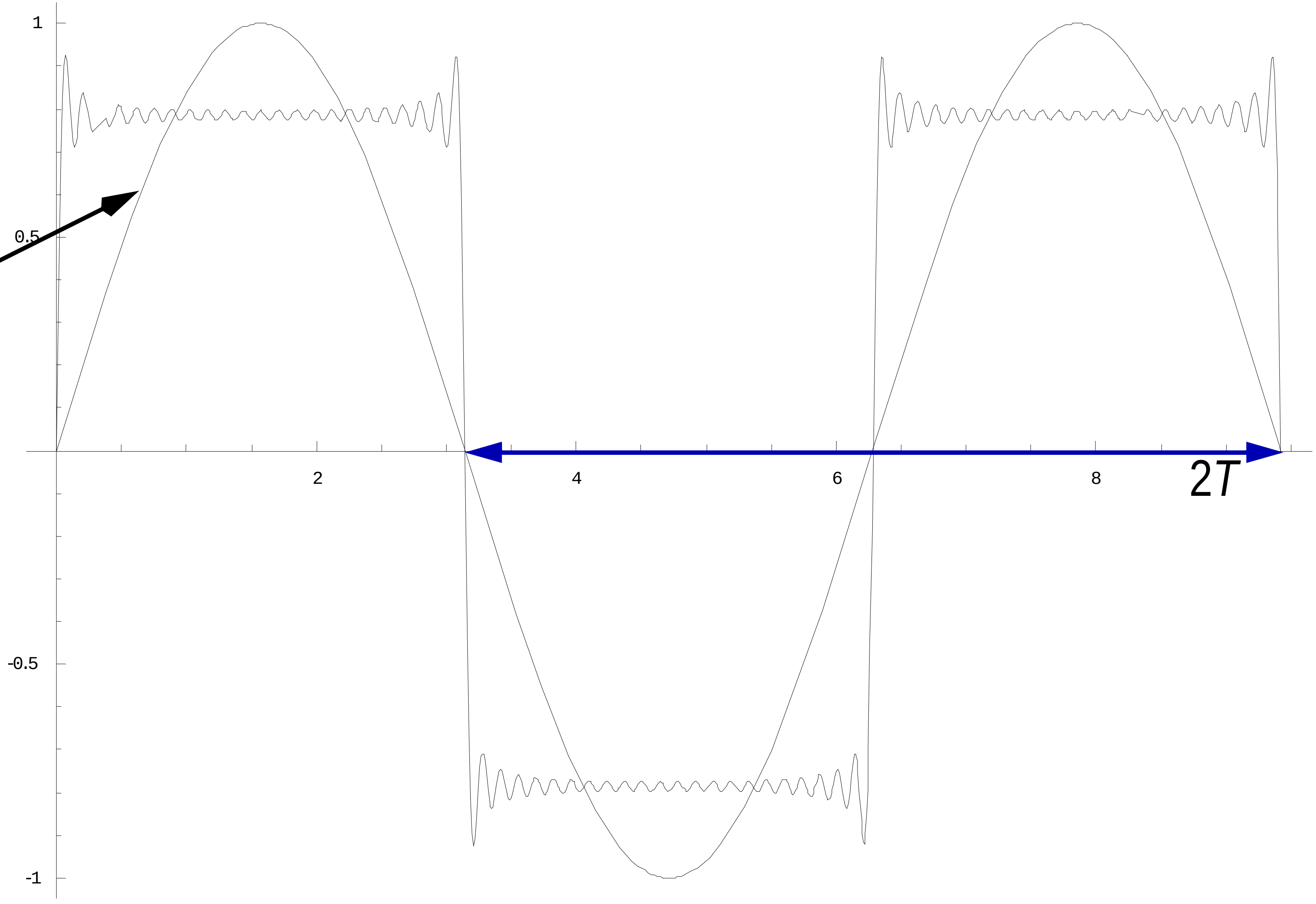


Förstärkarsteget förstärker olika frekvenser olika mycket, eftersom förstärkningen alltid är frekvensberoende

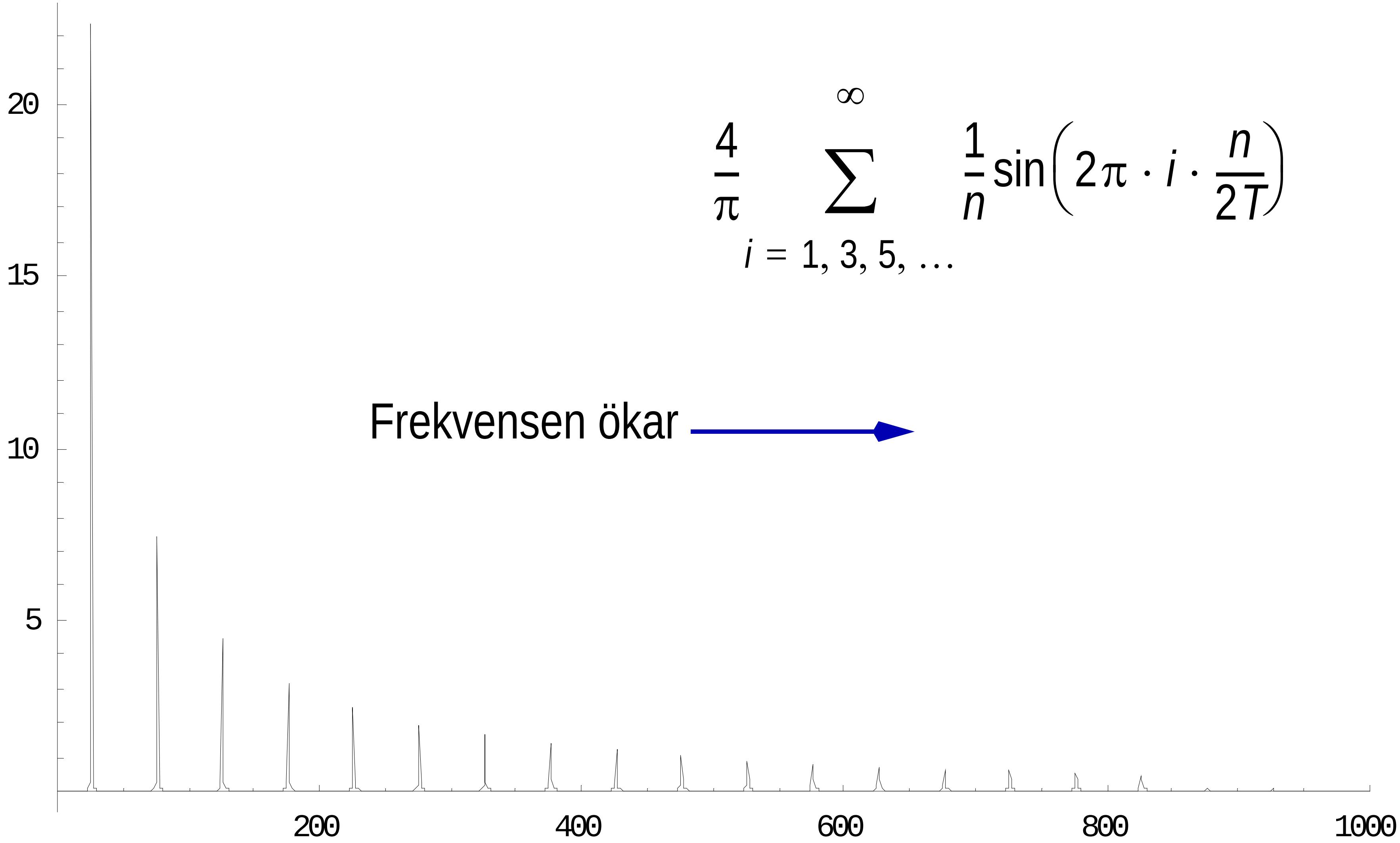
FREKVENSBEROENDE - INTE BARA ANALOGA KRETSAR

Sinus vid grundfrekvens

Digitala signaler är fulla av höga frekvenser!



FREKVENSSPEKTRUM FÖR EN FYRKANTSVÅG



$$\frac{4}{\pi}\sum_{i\,=\,1,\,3,\,5,\,\ldots}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\left(2\pi\cdot i\cdot\frac{n}{2T}\right)$$

FREKVENSBEROENDE

- Vi ska studera hur förstärkningen beror av vilken frekvens vår insignal har och vi delar upp analysen i flera delar:

  1. Vad händer med förstärkningen hos en MOS-transistor, fristående från förstärkarsteget, när man ökar frekvensen?
     (+ $j\omega$ repetition från *Elektriska kretsar* el dyl)
  2. Ett förstärkarsteg, hur beter det sig med avseende på höga frekvenser?
     (+ Laplace repetition från *Signaler och system* el dyl)

- Notera: Förstärkarens lågfrekvensegenskaper (S&S4 7.3, S&S5 4.9.3) är tyvärr uteslutet ur kurskärnan. Förhoppningsvis lär ni er förstärkarstegets principer så bra att ni förstår lågfrekvensegenskaperna på köpet.

FREKVENSEGENSKAPER HOS MOSFET:EN

- Man kan tänka sig att omslagshastigheten hos en MOS-transistor begränsas av tiden det tar för elektronen att ta sig över kanalen:

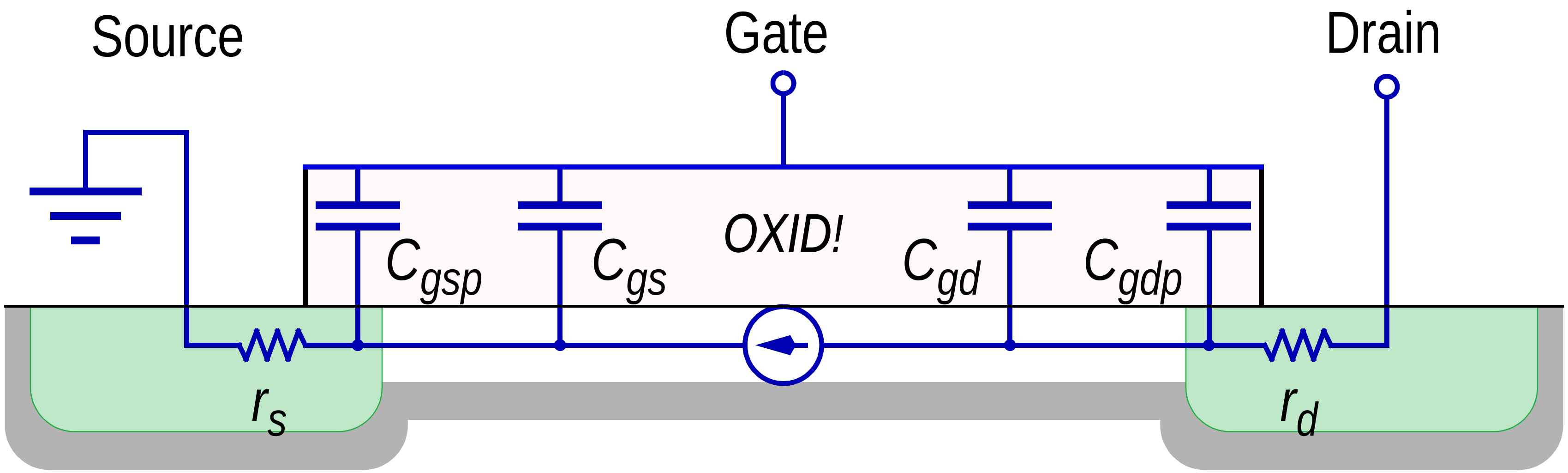
  $$\tau_t = L / v_{sat}$$

  Med typvärdena $v_{sat} = 10^7$ cm/s och $L = 0{,}1$ µm får vi $\tau_t = 1$ ps, vilket ger en maxfrekvens 1000 GHz. Detta kan inte stämma!

- Nej, begränsande för alla MOSFET:ars omslagshastighet är kapacitanser. På nästa OH visas en MOSFET upp, med dess kapacitanser inritade.

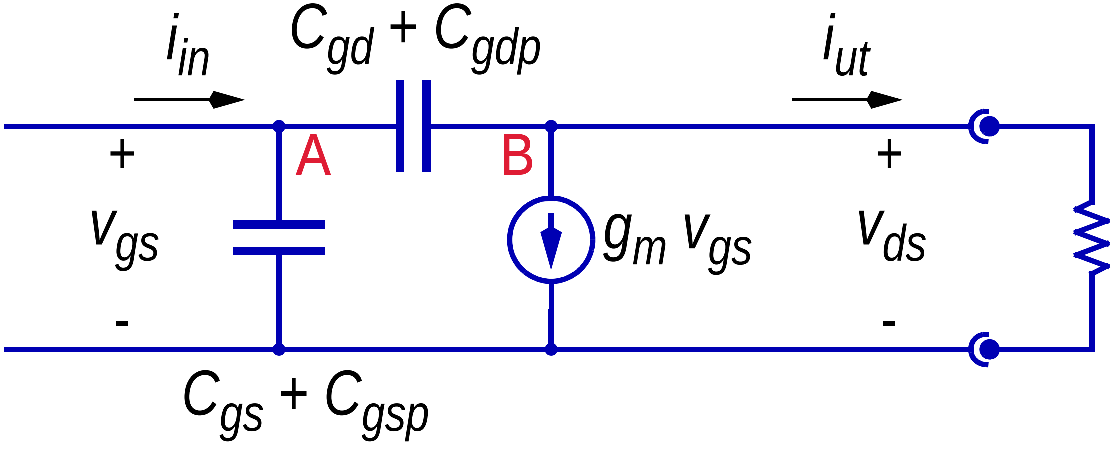
- Vi ska analysera hur högt upp i frekvens MOSFET:en kan arbeta, och för detta antar vi perspektivet att vi har en annan krets som driver ingången (gaten) på MOSFET:en vi just analyserar.

MOSFET med Kapacitanser i Gaten



- C_{gs} och C_{gd} kommer sig av interaktion mellan laddningar på G/S och G/D.
- C_{gsp} och C_{gdp} är parasitiska kapacitanser som kommer sig av fysiskt överlapp mellan G/S och G/D.
- Utanför vår analys finns resistanser i de dopade områdena: r_s och r_d.

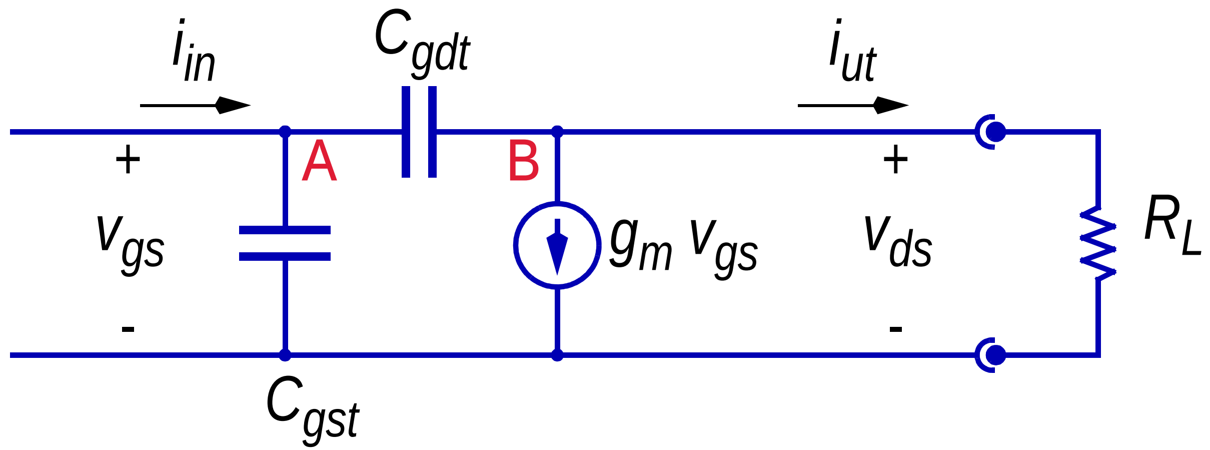
SMÅSIGNALSMODELL MED KAPACITANSER 1(4)



R_L representerar en godtycklig belastning

- Vi tittar nu på ...
  1. MOS transistorns interna egenskaper = fristående från förstärkarsteg.
  2. högfrekvens $\Rightarrow$ r_{ut} och r_{in} “ointressanta” då kapacitanser är dominanta.
- Vi kallar $C_{gs} + C_{gsp} = C_{gst}$ och $C_{gd} + C_{gdp} = C_{gdt}$.

SMÅSIGNALSMODELL MED KAPACITANSER 2(4)



- $i_{in} = j\omega C_{gst} v_{gs} + j\omega C_{gdt} (v_{gs} - v_{ds})$ (KCL i nod A).
- $\frac{v_{ds}}{R_L} + g_m v_{gs} + j\omega C_{gdt} (v_{ds} - v_{gs}) = 0$ ("utåtriktad" KCL i nod B).

SMÅSIGNALSMODELL MED KAPACITANSER 3(4)

- $i_{in} = j\omega C_{gst} v_{gs} + j\omega C_{gdt}(v_{gs} - v_{ds})$ (nod A).

- $\dfrac{v_{ds}}{R_L} + g_m v_{gs} + j\omega C_{gdt}(v_{ds} - v_{gs}) = 0$ (nod B).

- v_{ds} löses ut ur nod Bs ekvation och sätts in i nod As:

$$i_{in} = j\omega\left[C_{gst} + C_{gdt}\left(\frac{1 + g_m R_L}{1 + j\omega R_L C_{gdt}}\right)\right]v_{gs}.$$

- På samma sätt fås $i_{ut} = \dfrac{v_{ds}}{R_L} = \left(\dfrac{j\omega C_{gdt} - g_m}{1 + j\omega R_L C_{gdt}}\right)v_{gs}.$

Småsignalsmodell med kapacitanser 4(4)

- Vi kan titta på strömförstärkningen (spänningsförstärkningen beskrivs i S&S4 example 7.7, s. 617-8):

$$\frac{i_{ut}}{i_{in}} = \frac{\left(\dfrac{j\omega C_{gdt} - g_m}{1 + j\omega R_L C_{gdt}}\right) v_{gs}}{j\omega\left[C_{gst} + C_{gdt}\left(\dfrac{1 + g_m R_L}{1 + j\omega R_L C_{gdt}}\right)\right] v_{gs}} \Rightarrow$$

$$\frac{i_{ut}}{i_{in}} = -g_m \frac{1 - \dfrac{j\omega}{(g_m / C_{gdt})}}{j\omega[C_{gst} + C_{gdt}(1 + g_m R_L)] - \omega^2 R_L C_{gst} C_{gdt}}$$

Låt oss kolla överföringsfunktionen! 1(3)

- $$\frac{i_{ut}}{i_{in}} = -g_m \frac{1 - \dfrac{s}{(g_m / C_{gdt})}}{s((C_{gst} + C_{gdt}(1 + g_m R_L)) + s(R_L C_{gst} C_{gdt}))}, \text{[ser rörigt ut!]}$$

  vilket kan skrivas

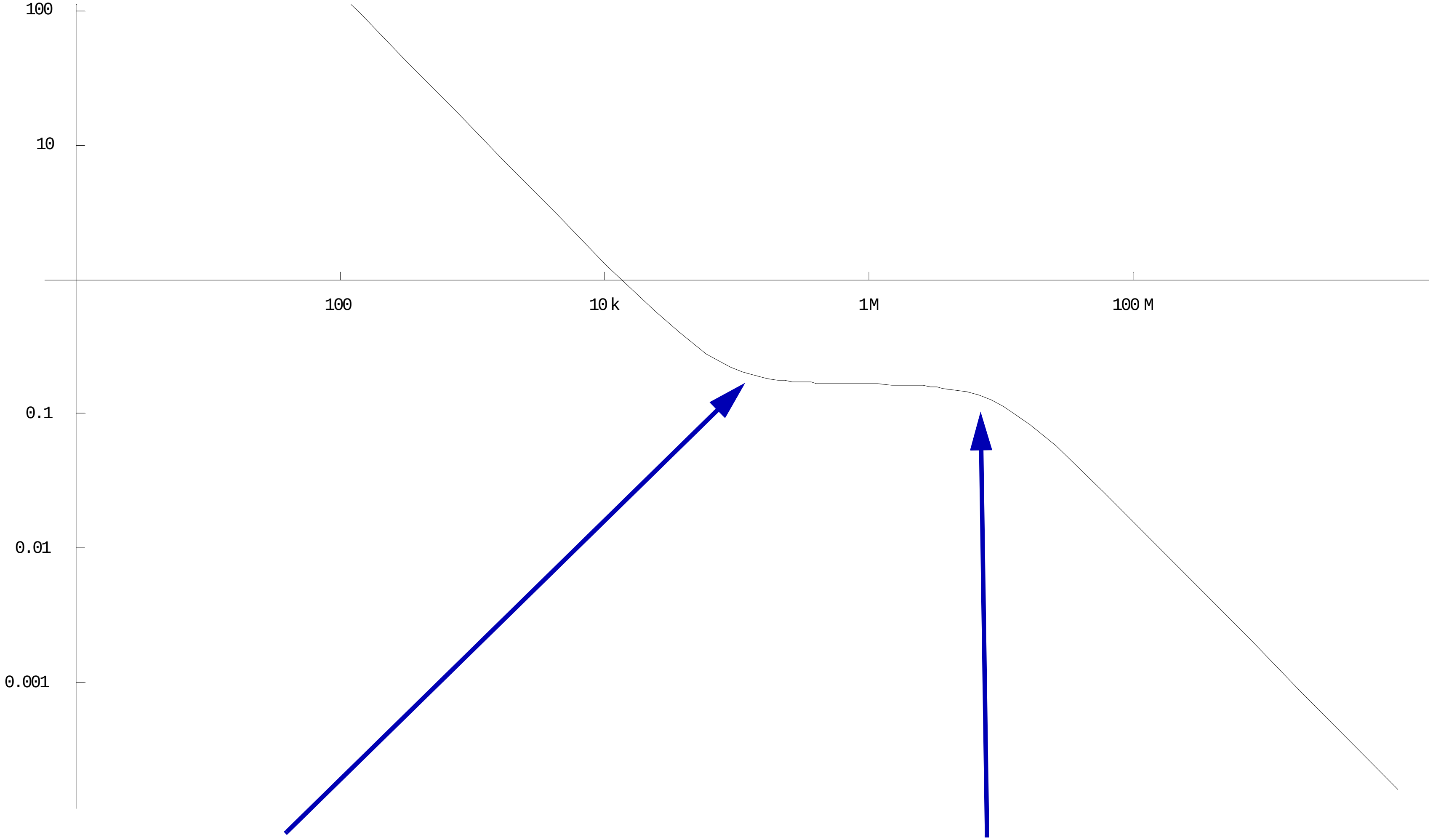
  $$\frac{i_{ut}}{i_{in}} = -g_m \frac{1 - \dfrac{s}{(g_m / C_{gdt})}}{s\left(1 + \dfrac{s}{(C_{gst} + C_{gdt}(1 + g_m R_L)) / R_L C_{gst} C_{gdt}}\right)}. \text{[nu ser vi polerna!]}$$

- Funktionen ger i ett Bodediagram upphov till en graf som har egenskaper som kan vara värda att studera. Jag använder följande värden på komponenterna för att få tydliga utslag i grafen: C_{gdt} = 1 nF, C_{gst} = 10 pF, g_m = 500 µA/V, R_L = 10 kΩ ...

Låt oss kolla överföringsfunktionen! 2(3)

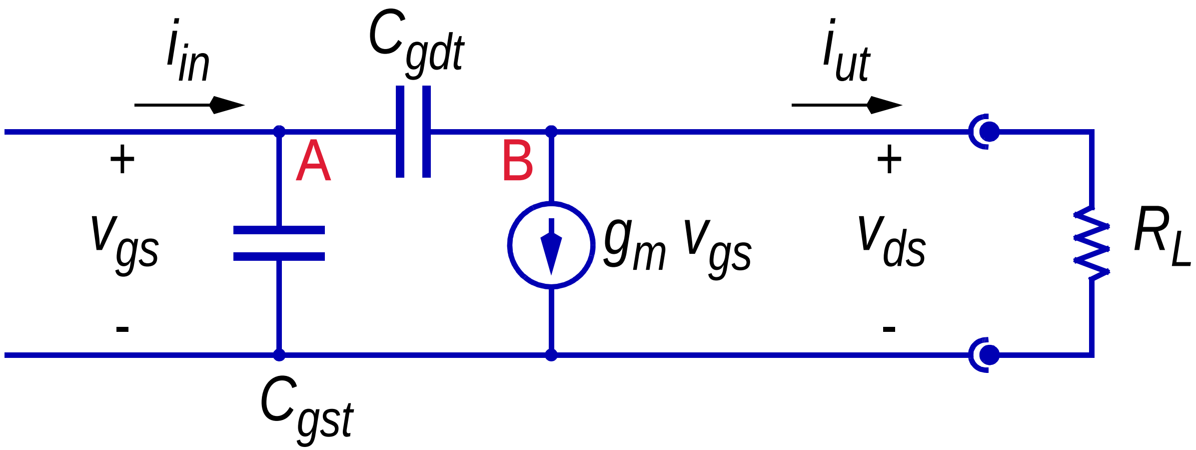
- Vi noterar att det finns två poler och ett nollställe i uttrycket.
- Pol 1 ligger vid 0 Hz; polen är helt enkelt *s*.
- Nollstället ligger vid 500 kHz ($\frac{g_m}{C_{gdt}}$).
- Pol 2 återfinns vid 60 MHz (fås från $\frac{(C_{gst} + C_{gdt}(1 + g_m R_L))}{R_L C_{gst} C_{gdt}}$).

Låt oss kolla överföringsfunktionen! 3(3)



Passeras ett nollställe, ökar förstärkningen. Passeras en pol, sjunker förstärkningen.

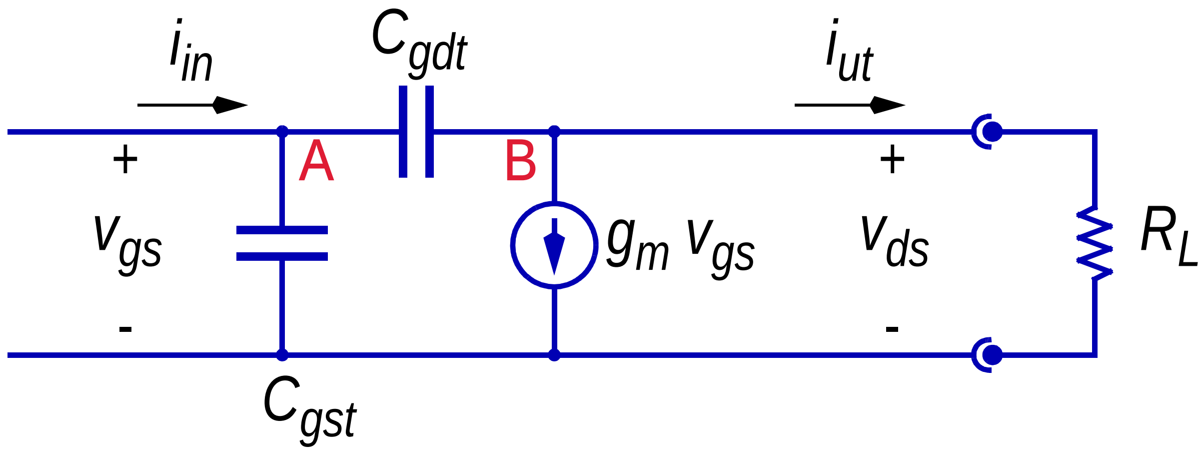
MILLERKAPACITANSEN 1(3)



- Vi gör om beräkningen från OH-sidan 32 i denna föreläsning, fast nu noterar vi att strömmen från nod B in i C_{gdt} är mycket liten (tack vare att vi antar att en rejäl förstärkning sker) jämfört med strömmen genom strömgeneratorn:

  alltså blir KCL i nod B: $\dfrac{v_{ds}}{R_L} + g_m v_{gs} \approx 0$

MILLERKAPACITANSEN 2(3)



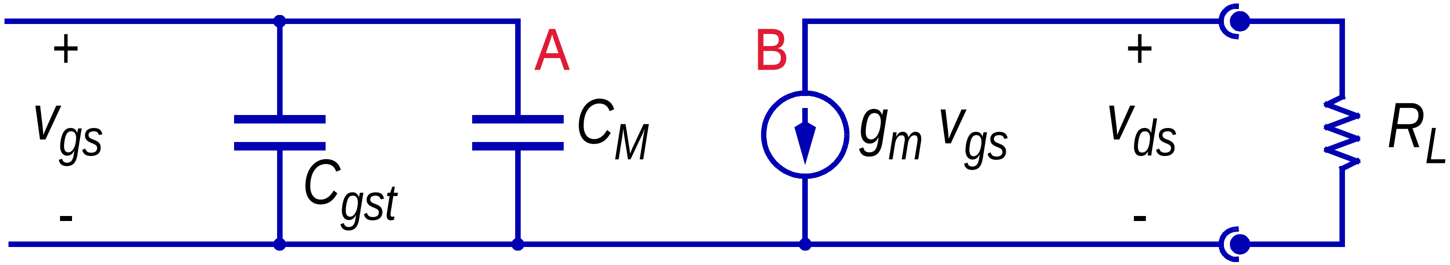
- $i_{in} \;=\; j\omega C_{gst}\, v_{gs} + j\omega C_{gdt}\,(v_{gs} - v_{ds})$ (nod A).

- $\dfrac{v_{ds}}{R_L} + g_m v_{gs} \;=\; 0$ (nod B).

- v_{ds} löses ut ur nod Bs ekvation och sätts in i nod As:

$$i_{in} \;=\; j\omega[C_{gst} + C_{gdt}\,(1 + g_m R_L)]v_{gs}.$$

MILLERKAPACITANSEN 3(3)



- $i_{in} = j\omega[C_{gst} + C_{gdt}(1 + g_m R_L)]v_{gs} = j\omega[C_{gst} + C_M]v_{gs}$.
- $C_M = C_{gdt}(1 + g_m R_L)$ är Millerkapacitansen, en förstärkningsberoende kapacitans som spelar en stor roll i såväl analoga som digitala kretsar.

GRÄNSFREKVENSEN f_T 1(3)

- Gränsfrekvensen f_T är ett av flera viktiga mått på hur bra en transistor är. Den definieras som den frekvens då strömförstärkningen hos transistorn har fallit till 1, under förutsättning att $R_L = 0$

- Med $|i_{ut}| \approx g_m v_{gs}$ har vi alltså $\left|\frac{i_{ut}}{i_{in}}\right| = \frac{g_m v_{gs}}{|j\omega(C_{gst} + C_M)v_{gs}|} = 1$.

- Med $\omega = 2\pi f$ och $R_L = 0$ får vi $\frac{g_m}{2\pi f_T\,(C_{gst} + C_{gdt})} = 1$,

  vilket ger oss $f_T = \frac{g_m}{2\pi\,(C_{gst} + C_{gdt})}$.

GRÄNSFREKVENSEN f_T 2(3)

- Följande approximation kan göras: Det råder inte något överlapp mellan gate och drain/source.
- Nu kan man skriva f_T på ett mycket genomlysande sätt.

1. Alltså: $C_{gdp} = 0$ och $C_{gsp} = 0$.
2. Vi använder MOSFET:en som förstärkare,
   så den är i sitt mättade område —
   då leder drainsidans del av kanalen dåligt
   och därför är C_{gd} ungefär 0 F.
3. Från figuren på OH-sidan 30 återstår bara en kapacitans, nämligen C_{gs} och denna kan vi approximera med en plattkondensator mellan gate och kanal: $C_{gs} = C_{\mathrm{ox}} W L$.

GRÄNSFREKVENSEN f_T 3(3)

4. Vi frammanar g_m för en mättad MOSFET: $g_m = \dfrac{dI_D}{dV_{GS}} = \dfrac{W}{L}\mu C_{ox}(V_{GS} - V_T)$

5. Vi backar några OHs och tar igen fram: $f_T = \dfrac{g_m}{2\pi(C_{gst} + C_{gdt})}$

6. 1-5 $\Rightarrow f_T = \dfrac{\frac{W}{L}\mu C_{ox}(V_{GS} - V_T)}{2\pi(C_{ox} W L)} = \dfrac{\mu(V_{GS} - V_T)}{2\pi L^2}$

- Observera att små transistorer (L) uppenbarligen är snabbare än stora!

I nästa föreläsning tar vi upp frekvensegenskaper för hela förstärkarsteget