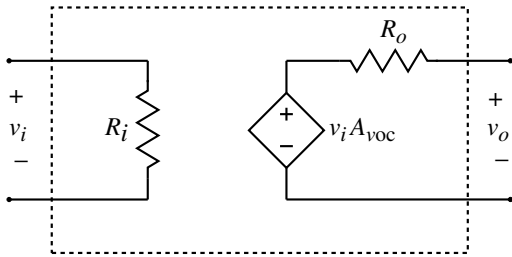
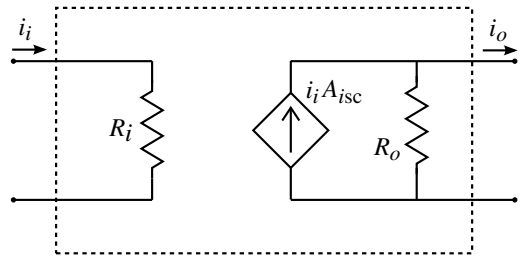


# Räknehjälp - Elektronik för E

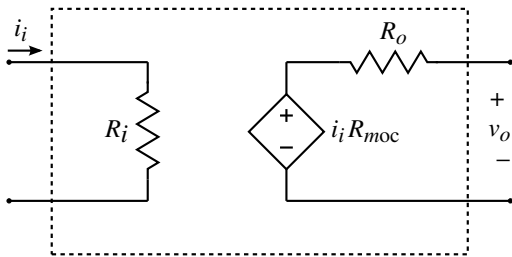
## Förstärkare och MOS-transistorer



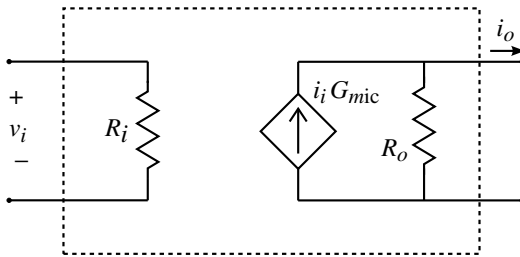
Spänningsförstärkare



Strömförstärkare



Transimpedansförstärkare (Transresistans)



Transadmittansförstärkare (Transkonduktans)

### Ideala förstärkare

Förstärkarna ovan kan klassificeras på sina in- och utgångar. De är antingen av typ spänning eller ström. Idealt ska in- och utgångsimpedanserna  $R_i$  och  $R_o$  vara antingen 0 eller  $\infty$  i enlighet med tabellen nedan.

Förstärkartyp	Ingång	Utgång	Idealt $R_i$	Idealt $R_o$	Förstärkarparameter
Spänning	Spänning	Spänning	$\infty$	0	$A_{voc}$
Ström	Ström	Ström	0	$\infty$	$A_{isc}$
Transimpedans	Ström	Spänning	0	0	$R_{moc}$
Transadmittans	Spänning	Ström	$\infty$	$\infty$	$G_{msc}$

Den ideala approximationen fungerar dock bra, så länge skillnaden mot källresistansen,  $R_s$ , respektive lastresistansen,  $R_L$ , enligt nedan, är stor.



Förstärkarkoppling med källresistans och last

Förstärkartyp	Ingång	Utgång
Spänning	$R_i \gg R_s$	$R_o \ll R_L$
Ström	$R_i \ll R_s$	$R_o \gg R_L$
Transimpedans	$R_i \ll R_s$	$R_o \ll R_L$
Transadmittans	$R_i \gg R_s$	$R_o \gg R_L$

# Räknehjälp - Elektronik för E

## Förstärkare och MOS-transistorer

### Frekvenssvar

Verkliga förstärkare har inte samma förstärkning på samtliga frekvenser. Dessutom påverkar de fäsen på signalen som förstärks. Därför är förstärkningen i själva verket en **komplex överföringsfunktion** precis som för tidigare passiva nät enligt formeln nedan

$$A_v = \frac{\mathbf{V}_o}{\mathbf{V}_i} = \frac{V_o e^{j\phi_o}}{V_i e^{j\phi_i}} = \frac{V_o}{V_i} e^{j(\phi_o - \phi_i)}$$

där  $\mathbf{V}_o$  och  $\mathbf{V}_i$  är fasvektorer som kan expanderas i absolutbelopp och fasvridning. Detta innebär att vi har antagit att kretsen är **linjär** så att frekvensen på signalen inte ändras av förstärkaren.

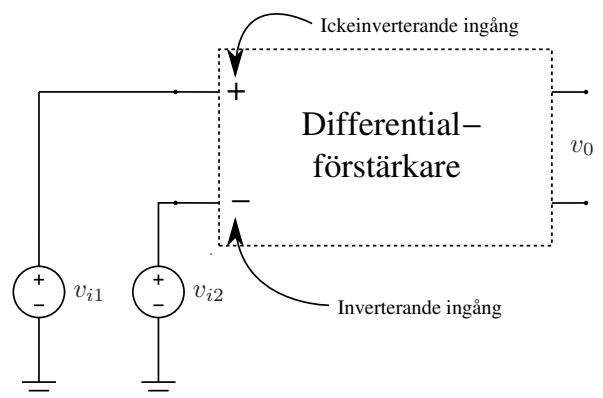
För att illustrera frekvenssvaret kan man rita en Bode-plot för att visa på förstärkning och fasvridning vid olika frekvenser. Om förstärkningen är noll, alltså  $V_o = 0$ , vid DC (frekvensen,  $f = 0$ ), säger man att förstärkaren är **AC-kopplad**, i annat fall är den **DC-kopplad**. De olika kopplingarna behövs i olika sammanhang.

### Differentialförstärkare

Ofta anser man att förstärkarna egentligen bara har en ingång och en utgång, eftersom ena ingångsbenet och ena utgångsbenet förväntas vara sammankopplat och jordat. Ibland vill man dock titta på skillnaden mellan två signaler. Då är det bra att ha en differentialförstärkare till hands, så att man kan förstärka skillnaden så mycket man behöver för att utnyttja den. Bredvid visas hur man kopplar in två olika signalkällor till differentialförstärkaren. Detta ger förstärkningen

$$v_o = A_d v_{id} = A_d (v_{i1} - v_{i2})$$

då skillnaden på insignalerna  $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$  förstärks.



Ideal differentialförstärkare

### Common-Mode Rejection Ratio

Ingångssignalen går att dela upp i en gemensam komponent, så kallad **Common-Mode-signal**, och en skillnad, även kallad **differentiell signal**. Hur detta görs visas i bilden bredvid. Anledningen till denna uppdelning är att tyvärr är inte differentialförstärkaren helt perfekt, utan även Common-Mode-signalen kommer att förstärkas en aning och därför måste en term läggas till i ekvationen för  $v_o$  så att den blir

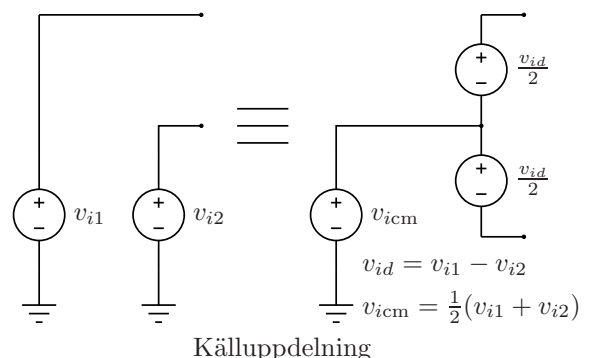
$$v_o = A_d v_{id} + A_{cm} v_{icm}$$

där  $A_{cm}$  beskriver Common-Mode-förstärkningen.

Common-Mode-förstärkning är något man vill undvika. Därför vill man att differentialförstärkaren ska ha hög **Common-Mode Rejection Ratio** eller **CMRR**. CMRR definieras som kvoten mellan den differentiella förstärkningen och Common-Mode-förstärkningen och brukar anges i decibel och blir då

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|}$$

och man vill helst att den ska vara över 100 dB för speciella frekvenser som t ex 50 Hz – alltså frekvensen på matningsspänningen i det normala elnätet.



Källupplösning

# Räknehjälp - Elektronik för E

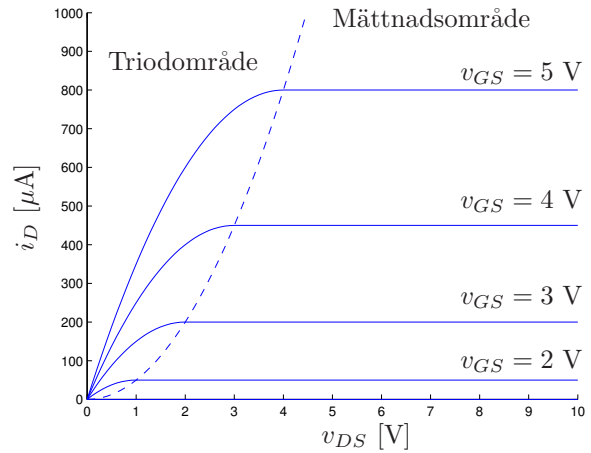
## Förstärkare och MOS-transistorer

### Transistorer

En förstärkare går att konstruera med hjälp av transistorer. De två vanligaste typerna av transistorer är bipolära och MOS-transistorer. De fyller samma grundläggande funktion men har lite olika uppbyggnad och olika egenskaper. I denna kursen tittar vi bara på MOS-transistorer men i senare kurser kommer även bipolära transistorer gås igenom. Man kan betrakta transistorn som en spänningsstyrd strömkälla, alltså en typ av transadmittans-förstärkare. Genom olika kretskopplingar kan därifrån få fram alla typer av förstärkare.

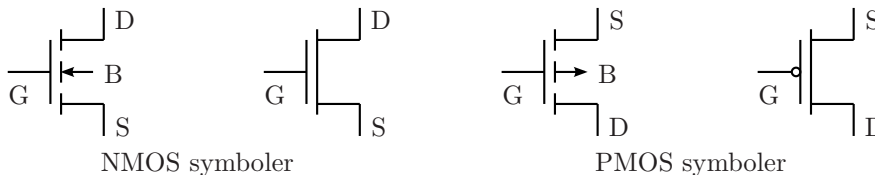
### MOS-transistorn

MOS-transistorn arbetar i tre olika områden, strypt (cut off), triodområdet (triode) och mättnadsområdet (saturation). När vi vill använda transistorn som en förstärkare vill vi att den ska vara i mättnadsområdet. I bilden bredvid visas triod- och mättnadsområdena. När transistorn är strypt leder den ingen ström alls. Vidare kan man se att i mättnadsområdet påverkas inte strömmen genom transistorn  $i_D$  av spänningen över transistorn,  $v_{DS}$  vilket är vad vi förväntar oss av en strömkälla. Däremot ändras strömmen om vi ändrar på  $v_{GS}$  och således kan vi styra strömmen med denna spänning.



NMOS-transistorkaraktäristik

Det finns två typer av MOS-transistorer, nämligen NMOS och PMOS. Skillnaden dem emellan är väsentligen riktningen på vilka spänningar som krävs för att aktivera dem. NMOS-transistorn ska ha positiva spänningar medan PMOS-transistorn jobbar med negativa. Man har nytta av båda i olika sammanhang, vilket vi kommer att se senare. Det finns lite olika typer av kretssymboler för att representera dem, t ex de som visas här.



NMOS symboler

PMOS symboler

Nedan finns en sammanfattning av de båda transistorerna i tabellform.

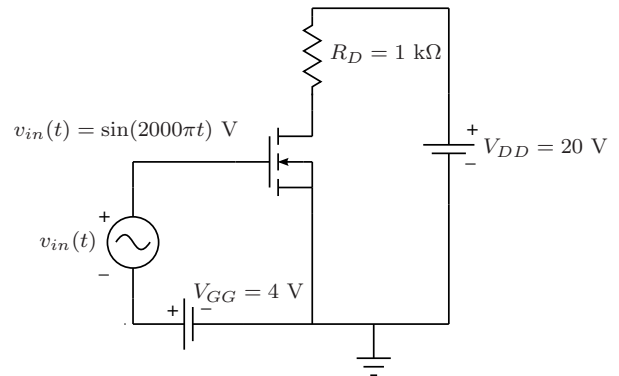
	NMOS	PMOS
Typiskt $KP$	$50 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$25 \mu\text{A}/\text{V}^2$
$K$	$(1/2)KP(W/L)$	$(1/2)KP(W/L)$
Typiskt $V_{t0}$	+1 V	-1 V
Strypt	$v_{GS} \leq V_{t0}$ $i_D = 0$	$v_{GS} \geq V_{t0}0$ $i_D = 0$
Triodområdet	$v_{GS} \geq V_{t0}$ och $0 \leq v_{DS} \leq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K (2 * (v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2)$	$v_{GS} \leq V_{t0}$ och $0 \geq v_{DS} \geq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K (2 * (v_{GS} - V_{t0})v_{DS} - v_{DS}^2)$
Mättnadsområdet	$v_{GS} \geq V_{t0}$ och $v_{DS} \geq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2$	$v_{GS} \leq V_{t0}$ och $v_{DS} \leq v_{GS} - V_{t0}$ $i_D = K(v_{GS} - V_{t0})^2$
$v_{DS}$ och $v_{GS}$	Antar normalt positiva värden	Antar normalt negativa värden

# Räknehjälp - Elektronik för E

## Förstärkare och MOS-transistorer

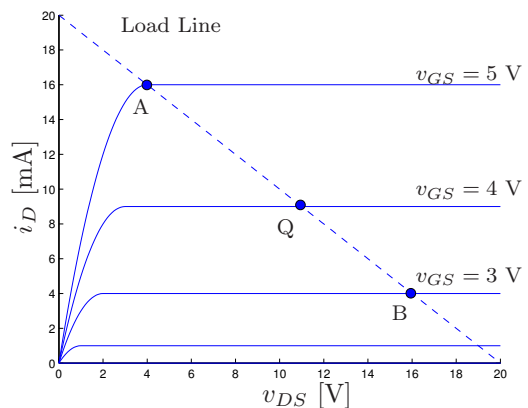
### Bias och load line-analys

Bilden till höger visar en enkel NMOS-förstärkare. Insignalen är  $v_{GS}(t) = v_{in}(t) + V_{GG}$  och utsignalen är definierad som  $v_{DS}(t)$ , alltså spänningen över transistorn. Detta betyder att vi har en spänningsförstärkare.  $V_{GG}$  är en **biasspänning** som behövs för att  $v_{GS}(t)$  alltid ska vara stort nog för att hålla förstärkaren i mättnadsområdet. För att titta på vilket område förstärkaren jobbar i, kan vi göra en **load line-analys**. Vi sätter upp två olika ekvationer för strömmen genom transistorn. Dels vet vi att  $i_D = K(v_{GS}(t) - V_{t0})^2$  i mättnadsområdet och dels kan vi få fram en ekvation med Kirchhoffs spänningslag (KVL) för strömmen genom  $V_{DD} = R_D i_D + v_{DS}(t)$ .



Enkel NMOS-förstärkare

Om vi ritar upp lösningen till dessa båda ekvationer för olika  $v_{GS}$  och  $v_{DS}$  i samma bild kommer vi att se hur kurvorna skär varandra i olika punkter. Vår load line är då den linje som bildas av skärningspunkterna. Detta visas i bilden bredvid. Q är **arbetspunkten** (quiescent operating point), vilket betyder att det är den punkten vi hamnar i när vi har biaserat kretsen korrekt men inte lagt på någon ytterligare signal. A och B är största respektive minsta utslaget vi får från vår förstärkare och inträffar således när insignalen  $v_{in}(t)$  når sina extremvärden. Härifrån kan vi nu utläsa vilka spänningvärden  $V_{DS}$  vi kommer att ha över transistorn, alltså vår utgång, i de olika fallen. Vi ser att  $V_{DSQ} = 11$  V,  $V_{DSmin} = 4$  V och  $V_{DSmax} = 16$  V.



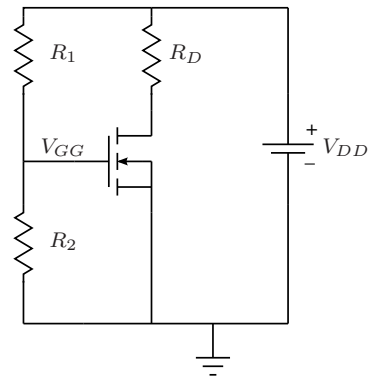
Load line och transistorkaraktäristik

### Biaseringskrets

I den enkla NMOS-förstärkaren ovan behövdes två separata DC-spänningskällor,  $V_{DD}$  och  $V_{GG}$ . För att undvika detta, kan man istället skapa en biaseringskrets, som från en enda källa skapar två olika spänningar. Det enklaste sättet att åstadkomma detta är spänningsdelning mellan två motstånd som i kretsen här bredvid. Spänningen  $V_{GG}$  är spänningen över  $R_2$  och ges av

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

Om vi t ex väljer  $R_1 = 4$  kΩ,  $R_2 = 1$  kΩ och  $V_{DD} = 20$  V fås då  $V_{GG} = 4$  V och vi får samma arbetspunkt som tidigare.



Enkel NMOS-förstärkare med biaskoppling