FÖRELÄSNING 5

Förstärkarens högfrekvensegenskaper

Återkoppling och stabilitet

Återkoppling och förstärkning/bandbredd

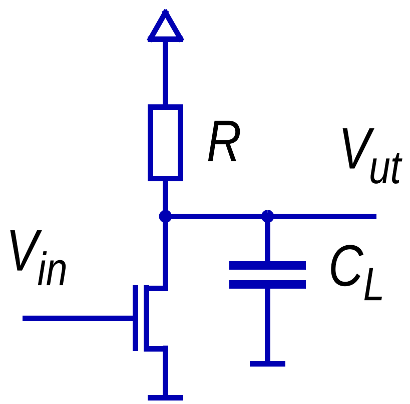
Operationsförstärkare

Kaskadkoppling

Förstärkarens högfrekvensegenskaper

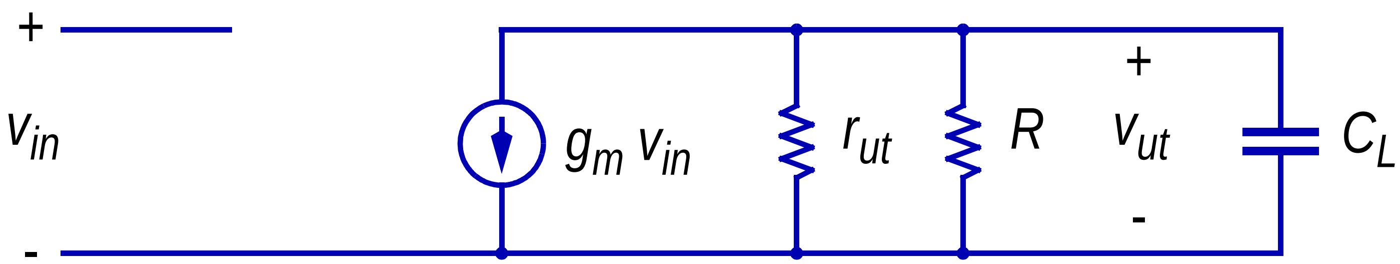
(S&S4 1.6, 7.1, 7.2, 7.4/
S&S5 1.6, Appendix E, 6.4, 6.6)

FÖRSTÄRKARSTEGET MED UTGÅNGSLAST



- Till skillnad från studien över transistorns gränsfrekvens f_T på förra föreläsningen tittar vi nu på förstärkarstegets utgångskrets (vi struntar i inimpedansen och Millereffekten för enkelhets skull).
- Antag att MOSFET:en baseras på småsignalsmodellen från förra föreläsningen.
- Frågan är nu: *Hur beror spänningsförstärkningen av frekvensen?* (OBS: vi studerar frågan i kontextet övre gränsfrekvensen, ej den undre!)

FREKVENSBEROENDE SMÅSIGNALSSCHEMA



- Här kan vi skriva $A_v = \dfrac{v_{ut}}{v_{in}} = \dfrac{-g_m}{\dfrac{1}{r_{ut}} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{1/(j\omega C_L)}}$.

- Eller, omskrivet: $A_v = \dfrac{-g_m(r_{ut} \parallel R)}{1 + \dfrac{j\omega}{1/(C_L(r_{ut} \parallel R))}}$.

FREKVENSBEROENDE FÖRSTÄRKNING

- Nu kan vi formulera förstärkningen på ett bekant sätt (Fö 2: Repetition):

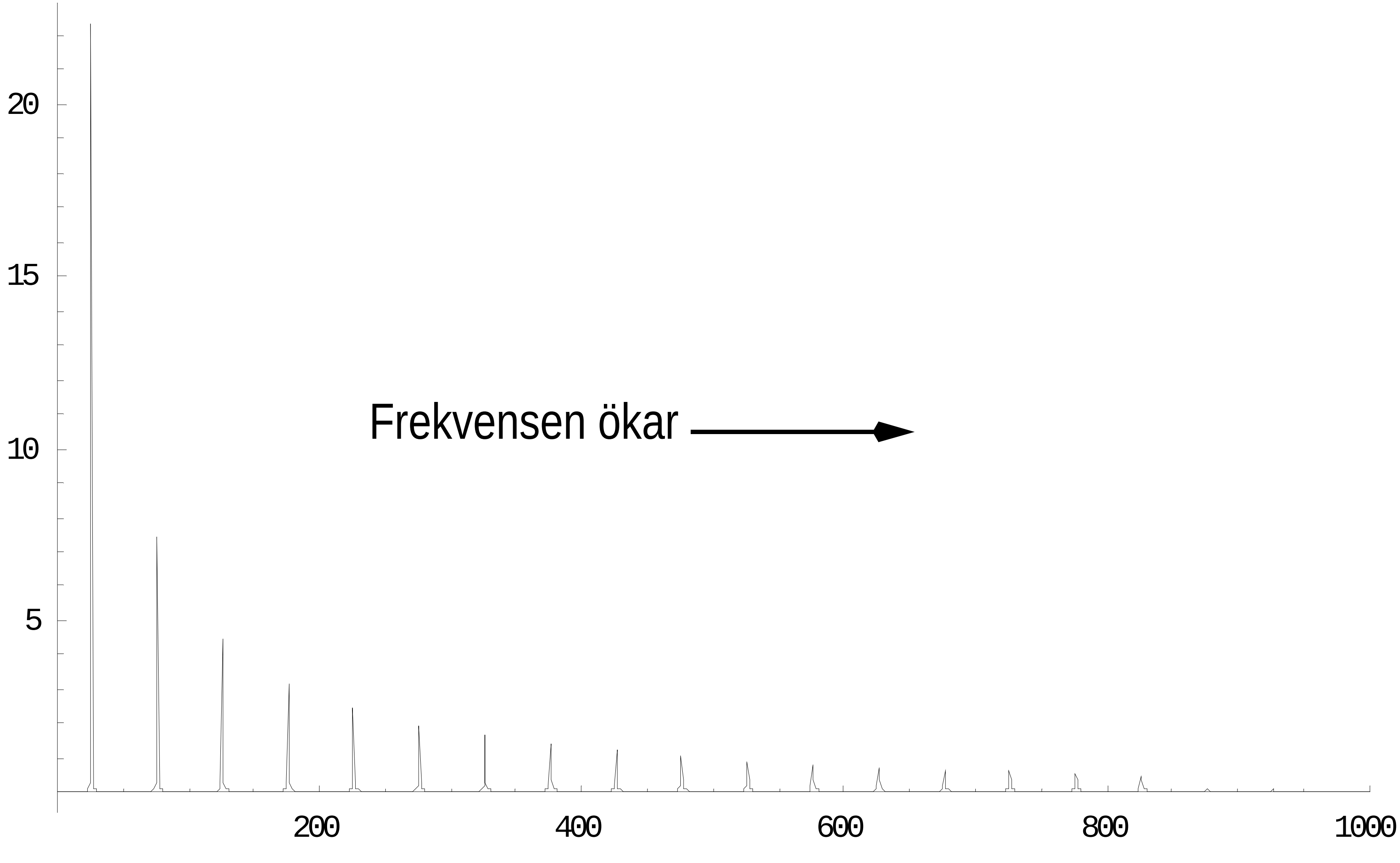
$$A_v = A_{v0} \bigg/ \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{-3\mathrm{dB}}}\right), \text{ där}$$

1. $A_{v0} = -g_m(r_{ut} \parallel R)$ (DC-förstärkningen).

2. $\omega_{-3\mathrm{dB}} = \dfrac{1}{C_L(r_{ut} \parallel R)}$ (övre gränsfrekvensen): Då gäller $A_v(\omega_{-3\mathrm{dB}}) = \dfrac{A_{v0}}{\sqrt{2}}$).

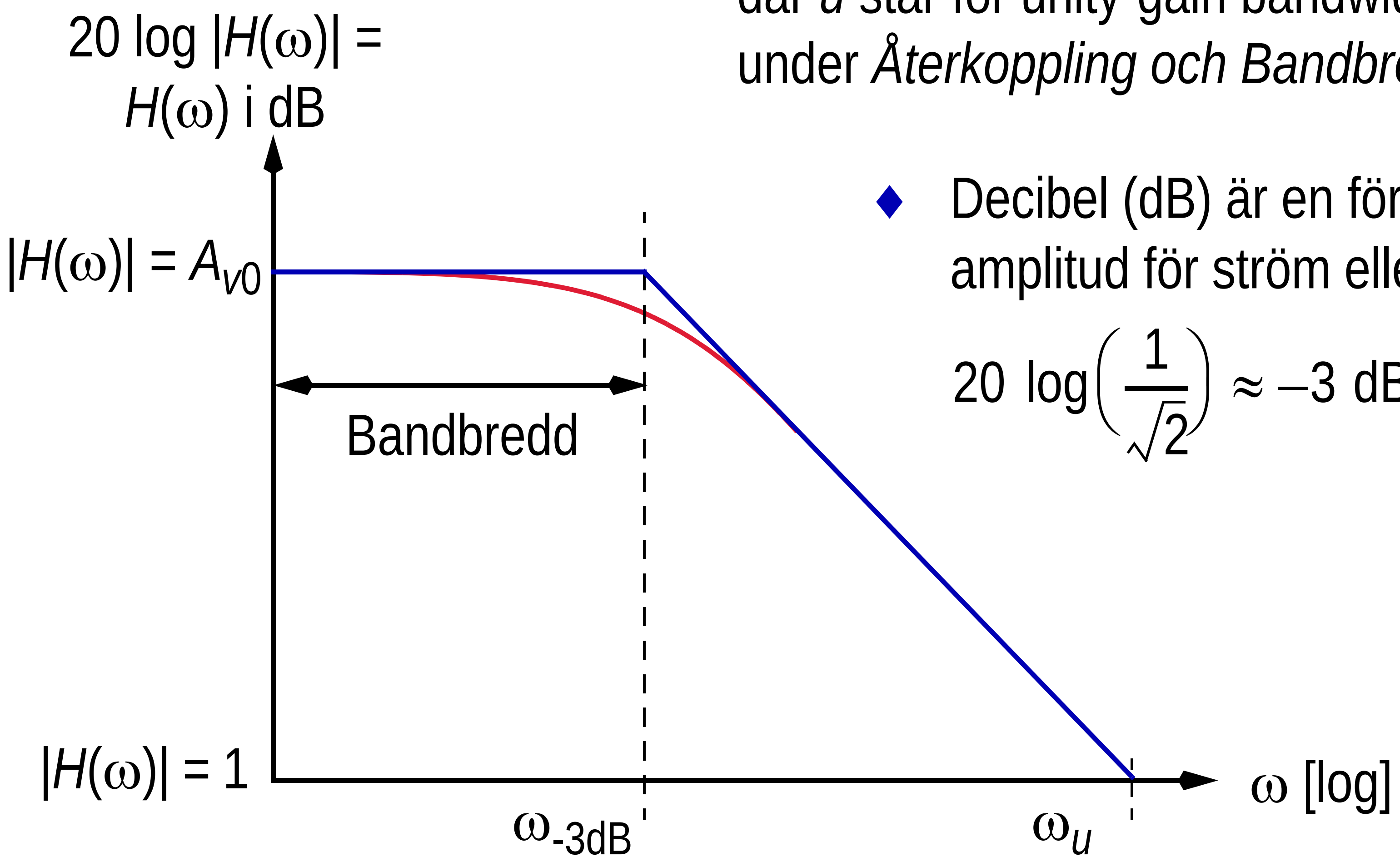
- A_v kallas förstärkarens överföringsfunktion, $H(\omega)$.

NI MINNS FREKVENSSPEKTRUMET?



TYPISKT BODEDIAGRAM FÖR FÖRSTÄRKNINGEN

- System med en enda pol har $\omega_u \approx A_{v0} \cdot \omega_{-3\text{dB}}$, där *u* står för unity-gain bandwidth (återkommer under *Återkoppling och Bandbredd*).



- Decibel (dB) är en förstärkning av amplitud för ström eller spänning enligt:

$$20\ \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \approx -3\ \text{dB}$$

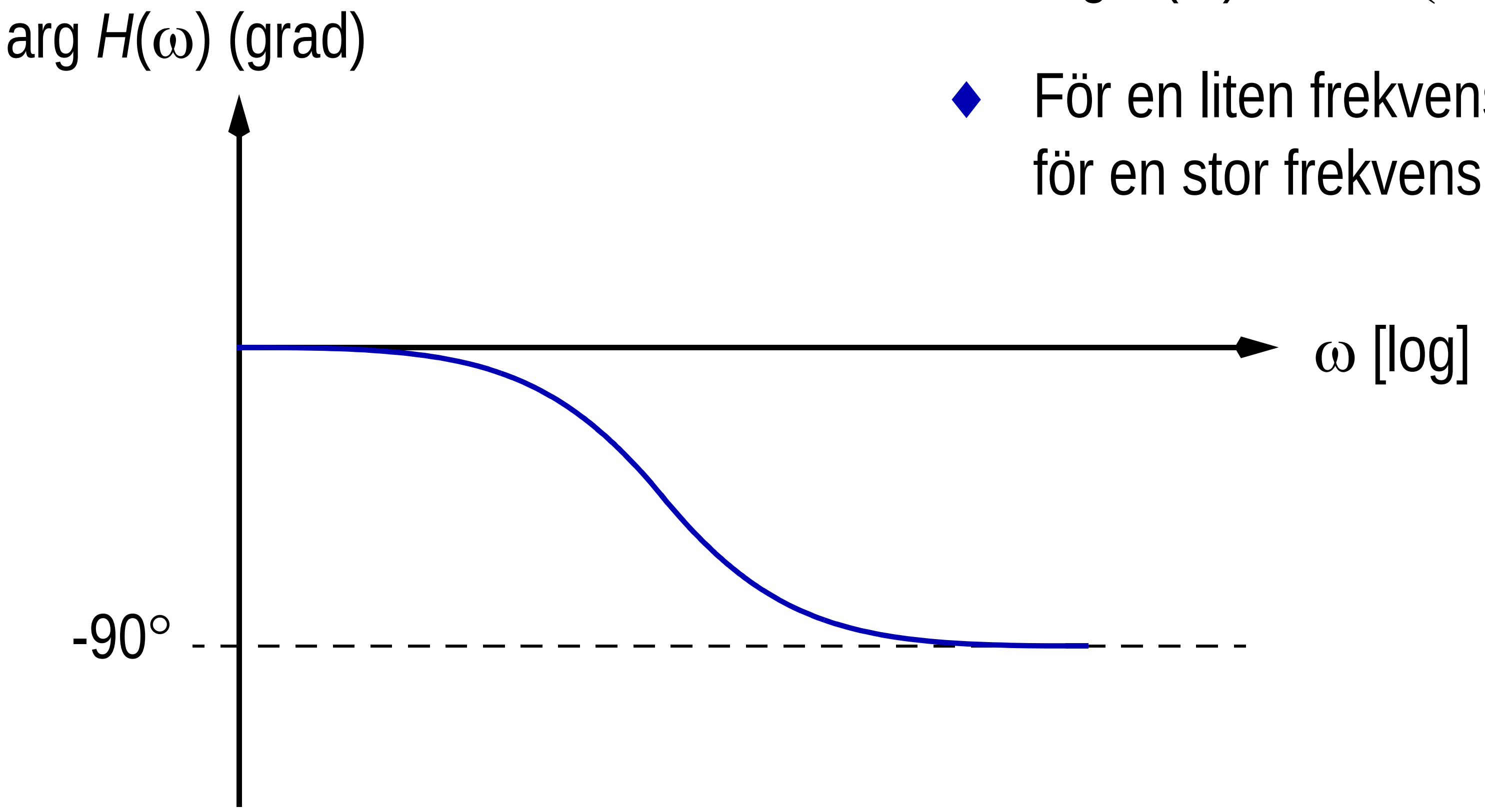
FASFÖRSKJUTNING

- Fasen i överföringsfunktionen uttrycks som arg $H(\omega)$, och argumentet räknas ut som arctangens av imaginärdel dividerad med realdel (Fö 2).

- Vi har redan $A_v = \dfrac{-g_m}{\dfrac{1}{r_{ut}} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{1/(j\omega C_L)}} = \dfrac{\dfrac{-g_m}{C_L}}{\dfrac{1}{C_L(r_{ut} \| R)} + j\omega}$.

- Nu multiplicerar vi med konjugatet av nämnaren: $\dfrac{1}{C_L(r_{ut} \| R)} - j\omega$.

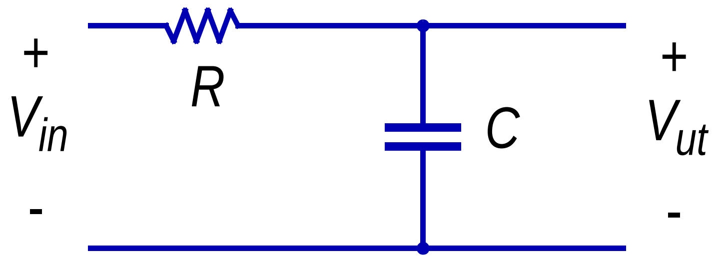
Typiskt Bodediagram för Fasförskjutningen

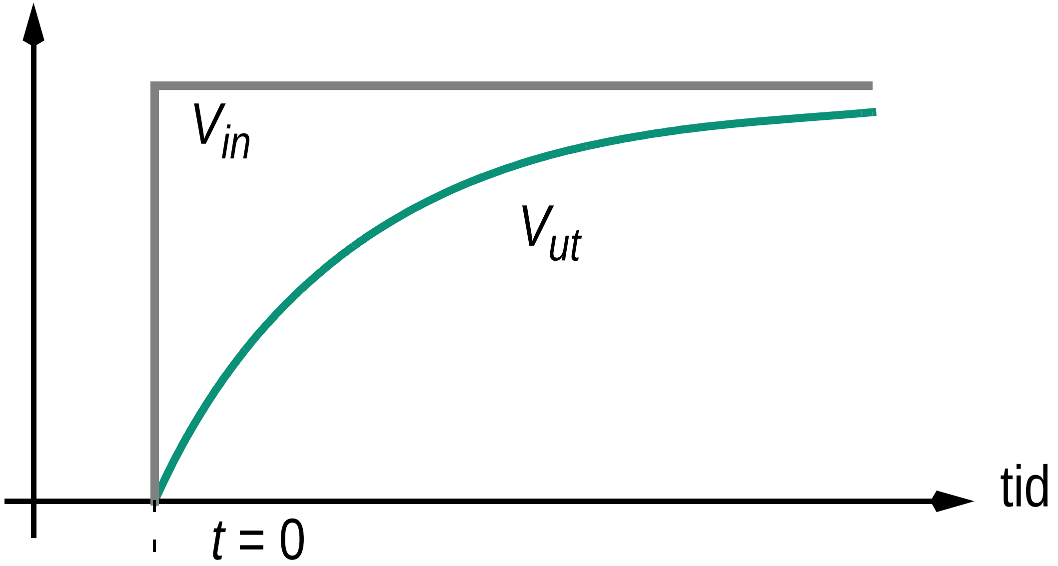


- $\arg H(\omega) = \operatorname{atan}(-\omega C_L(r_{ut} \parallel R))$
- För en liten frekvens fås arg = 0, för en stor frekvens fås arg $\rightarrow$ -90°

Notera att fasförskjutningen räknas <u>utöver</u> de 180° som förstärkarsteget ger upphov till i och med att A_v är negativt

FASFÖRSKJUTNING OCH TIDSFÖRDRÖJNING





- Fördröjningen vid en viss frekvens motsvarar fasförskjutningen:

$$t_d = \frac{1}{f} \frac{\arg H(2\pi f)}{360°}$$

- t_d — tidsdomän
- H — frekvensdomän

SAMMANFATTNING DC- OCH AC-ANALYS

- Vi håller alltså på med linjära förstärkare, d.v.s.
ett linjärt system där superposition av signaler fungerar.

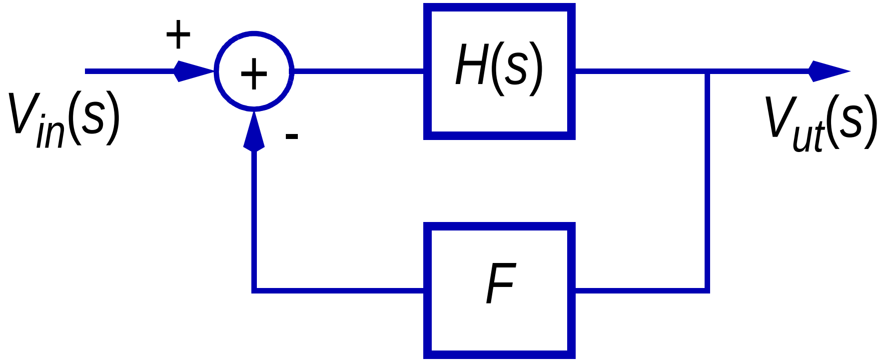
- Alltså kan vi betrakta DC- och AC-analyserna som
fristående från varann, och vi kan angripa
DC-signaler/kretsar med nätanalysmetoder som KCL + KVL
och AC-signaler/kretsar med $j\omega$- eller Laplace-metoden.

- I denna kurs är diskussionen om lågfrekvensegenskaperna
i S&S4 7.3 / S&S5 4.9.3 utesluten. Valet motiveras av att metoden
att koppla en ingångsignal till en förstärkare via en
kopplingskondensator är relevant för annan teknologi än IC-kretsar.

Återkoppling och stabilitet

(S&S4 och S&S5 8.1, 8.8-8.10)

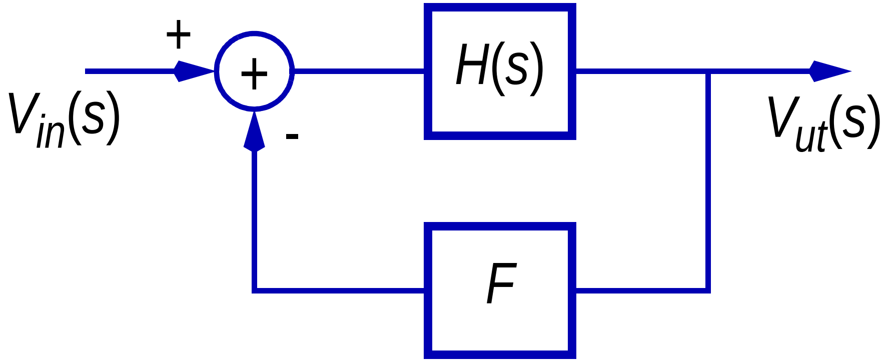
ETT ÅTERKOPPLAT SYSTEM



- Systemet är allmänt, och har inget med just kretsar att göra.
- *F* är en förstärkning.
- Blocken förskjuter inte fasen — det gör enbart funktionen *H*(*s*).

- Notera att det handlar om negativ återkoppling (minustecknet vid summatorn!).
- Vi ska nu titta på vår förstärkare och se vad som händer om man återkopplar utgången till ingången.

Det Återkopplade Systemet, igen



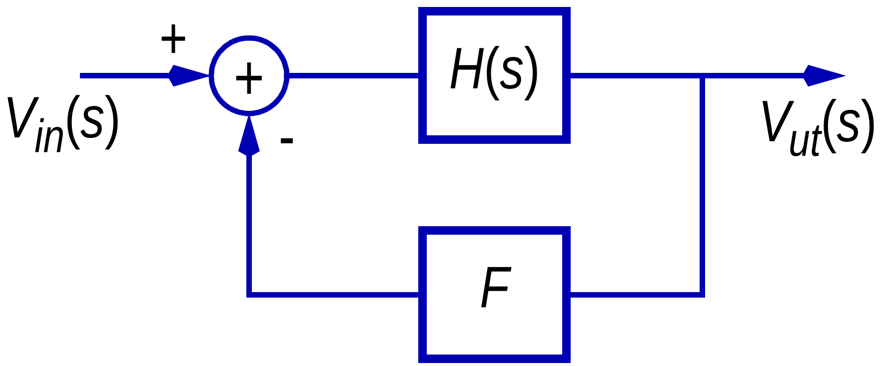
Vi vill nu uttrycka överföringsfuntionen (med Laplace som omväxling) för hela det återkopplade systemet. Låt oss kalla den $Ö(s)$.

- $V_{ut}(s) = H(s)\,[V_{in}(s) - F\,V_{ut}(s)] \Rightarrow$

$$Ö(s) = \frac{V_{ut}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{H(s)}{1 + F\,H(s)}.$$

- Vi ser att $F\,H(s) = -1$ är någonting vi bör undvika!

STABILITET



$$F\,H(s) = -1$$

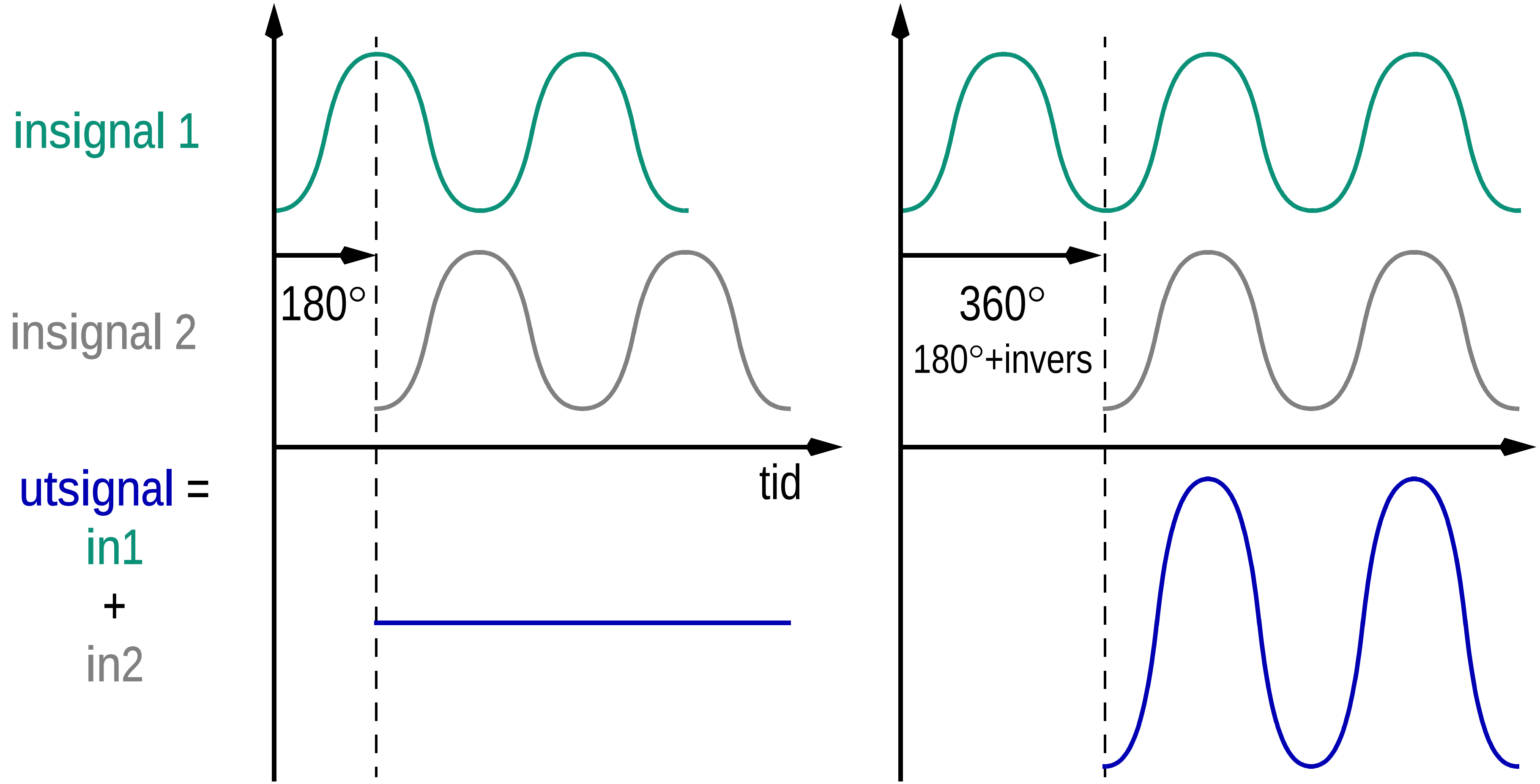
medför att systemet

$$\frac{H(s)}{1 + F\,H(s)}$$

blir instabilt!

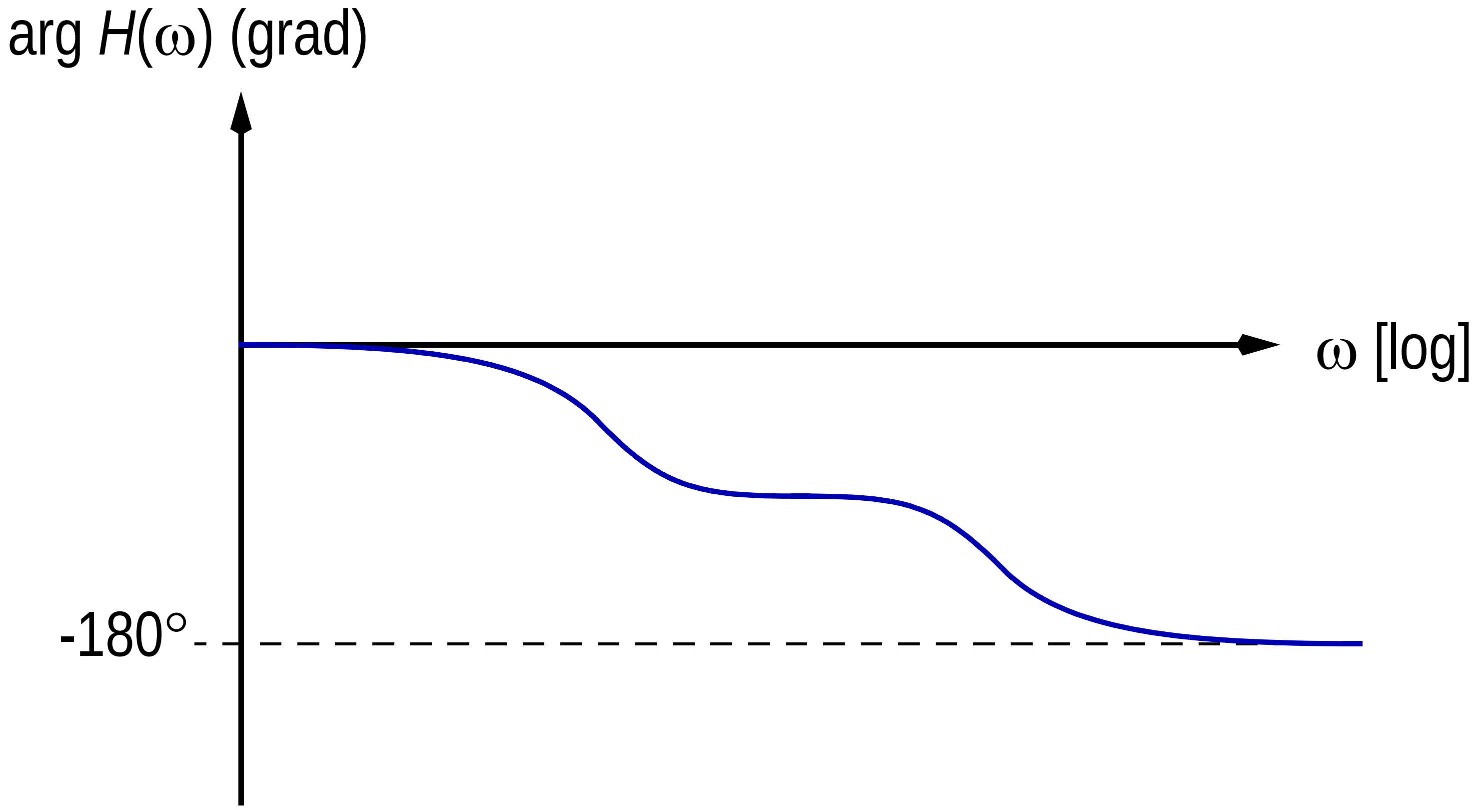
- Tittar vi på fasförskjutning och förstärkning så kan vi utvinna egenskaper ur villkoret för stabilitet: Om vi har $F\,H(s) = -1$ så måste
  1. $|F\,H(s)| = 1$
  2. $\arg(F\,H(s)) = -180°$
- Ovanstående villkor baseras alltså på att vi har en negativ återkoppling (subtraktionen kan motsvaras av ett *H*(*s*) steg som inverterar signalen!).

SIGNALPERIOD OCH FASFÖRSKJUTNING



Om återkopplingen fortsätter är vi i trubbel

FASFÖRSKJUTNING FÖR INSTABILITET



En pol ger max 90° i fasförskjutning, så det krävs att det finns två eller fler poler (+ en invers) i en krets för att instabilitet ska uppstå

Återkoppling och förstärkning/bandbredd

(S&S4 8.2 / S&S5 8.2, 4.7.4)

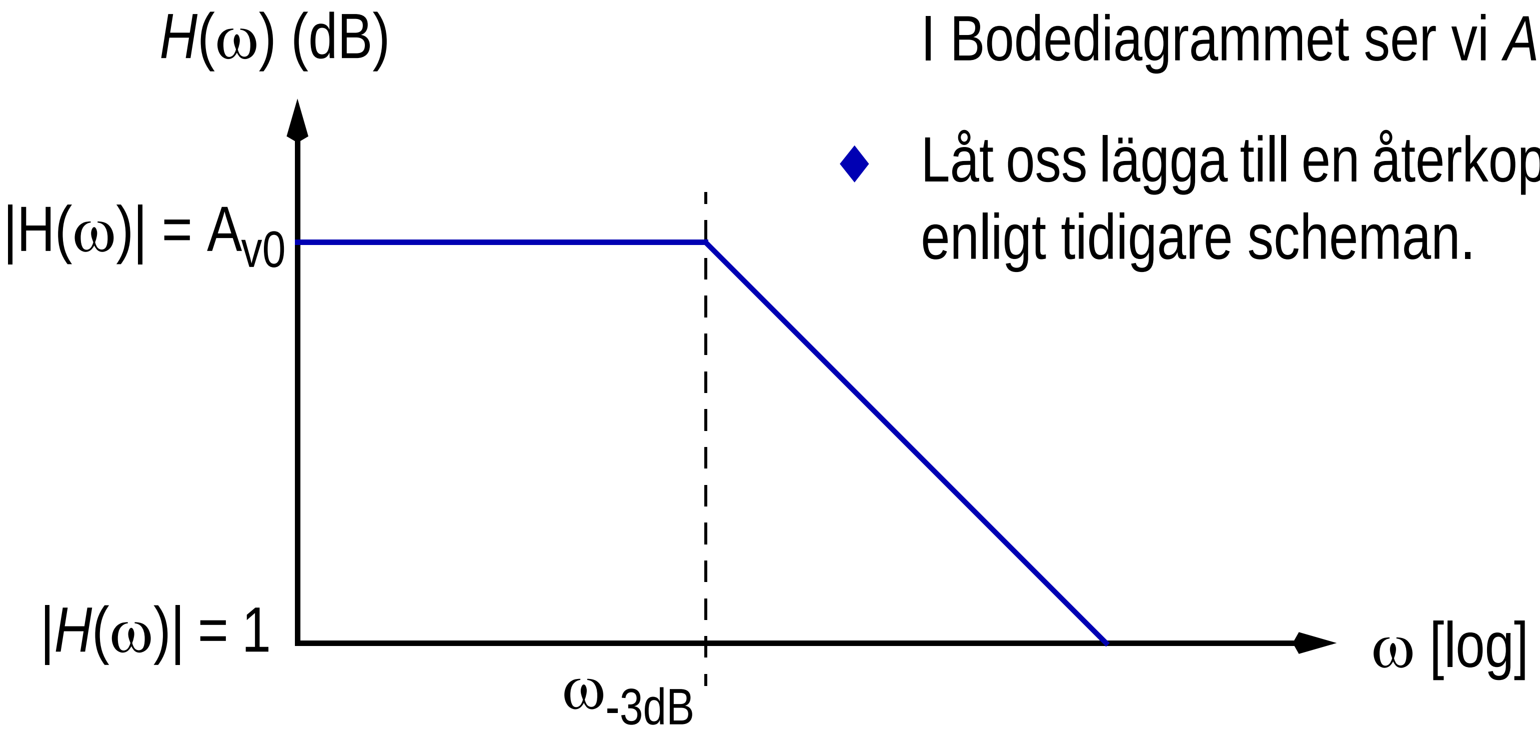
ÅTERKOPPLING OCH FÖRSTÄRKNING/BANDBREDD 1(4)

- Vi har vårt system med en enda pol:

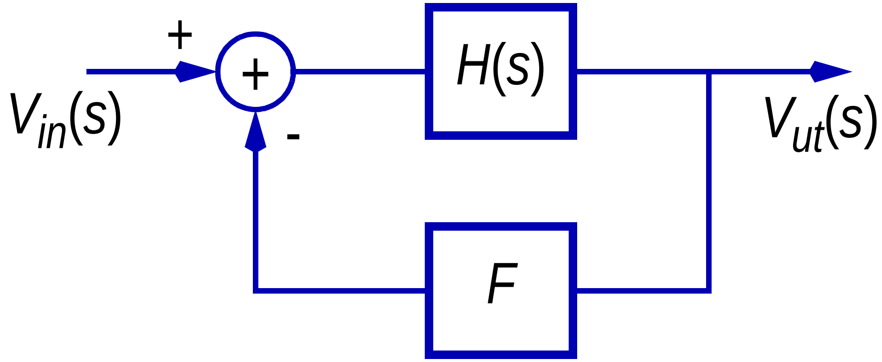
$$H(\omega) = A_{v0} / \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{-3dB}}\right)$$

I Bodediagrammet ser vi A_{v0} och ω_{-3dB}.

- Låt oss lägga till en återkoppling till systemet, enligt tidigare scheman.



ÅTERKOPPLING OCH FÖRSTÄRKNING/BANDBREDD 2(4)



$$H(s) = \frac{A_{v0}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{-3dB}}\right)}$$

- Vi minns att $Ö(s) = \dfrac{H(s)}{1 + F\,H(s)}$ ...

Återkoppling och förstärkning/bandbredd 3(4)

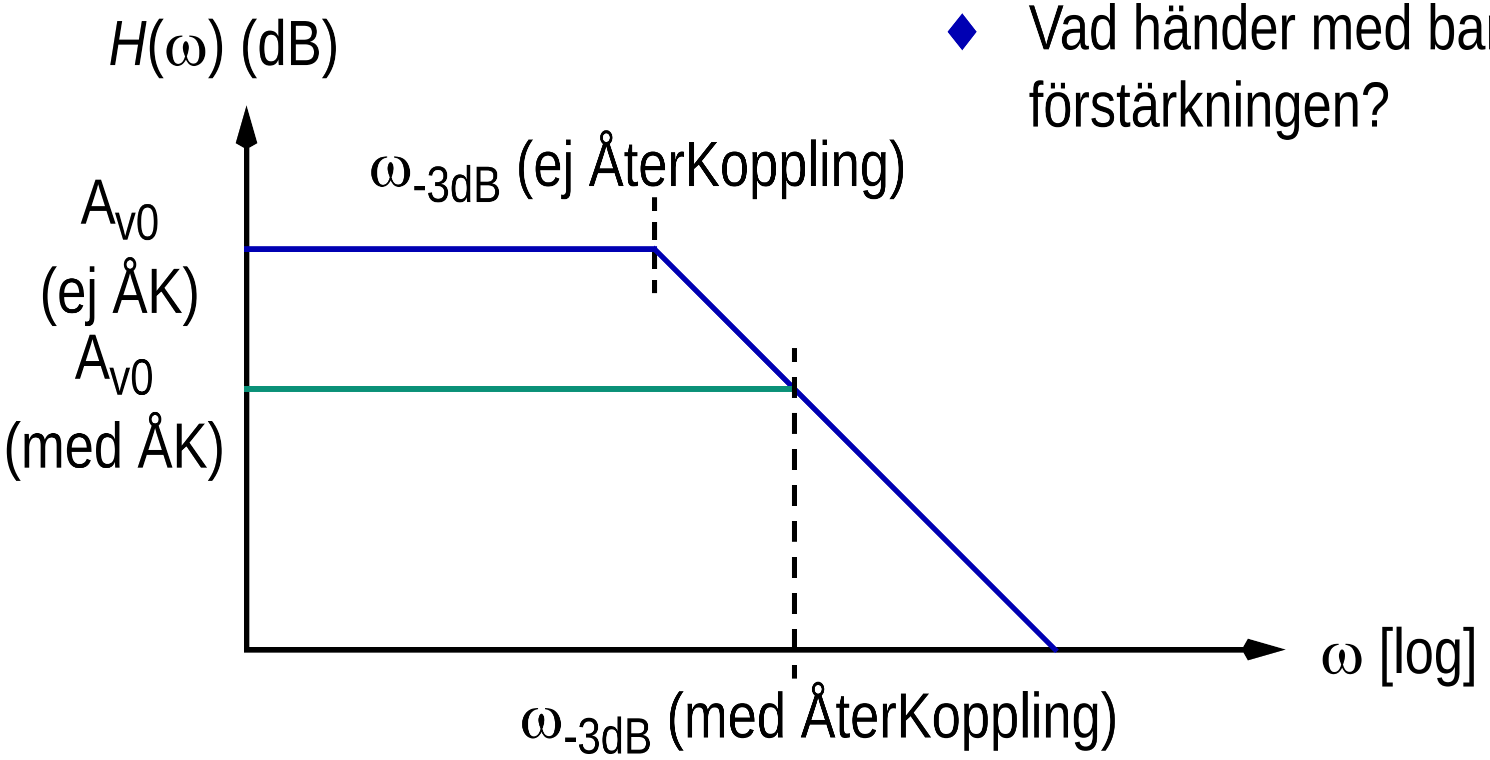
- $$\ddot{O}(s) = \frac{A_{v0} \Big/ \left(1 + \dfrac{s}{\omega_{-3dB}}\right)}{1 + F\left(A_{v0} \Big/ \left(1 + \dfrac{s}{\omega_{-3dB}}\right)\right)} = \frac{A_{v0}}{1 + \dfrac{s}{\omega_{-3dB}} + F A_{v0}}.$$

- Låt oss genast skriva om detta så vi kan identifiera polen:

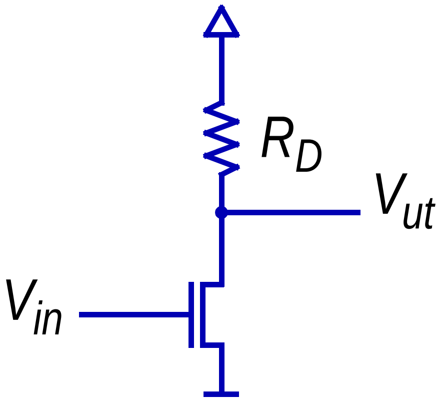
$$\ddot{O}(s) = \frac{\dfrac{A_{v0}}{(1 + F A_{v0})}}{1 + \dfrac{s}{(1 + F A_{v0})\ \omega_{-3dB}}}, \text{ där från förut } \omega_{-3dB} = \frac{1}{C_L(r_{ut} \| R)}.$$

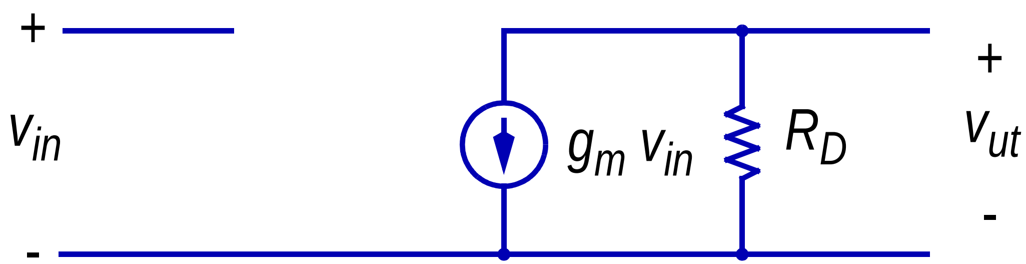
Återkoppling och Förstärkning/Bandbredd 4(4)

- Vårt system har fått andra egenskaper: Både A_{v0} och ω_{-3dB} för det återkopplade systemet har skalats med $1 + F A_{v0}$
- Vad händer med bandbredden och förstärkningen?



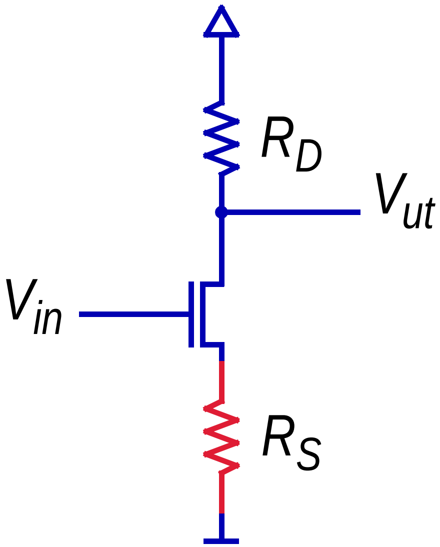
Återkoppling - Men först, förstärkarsteget

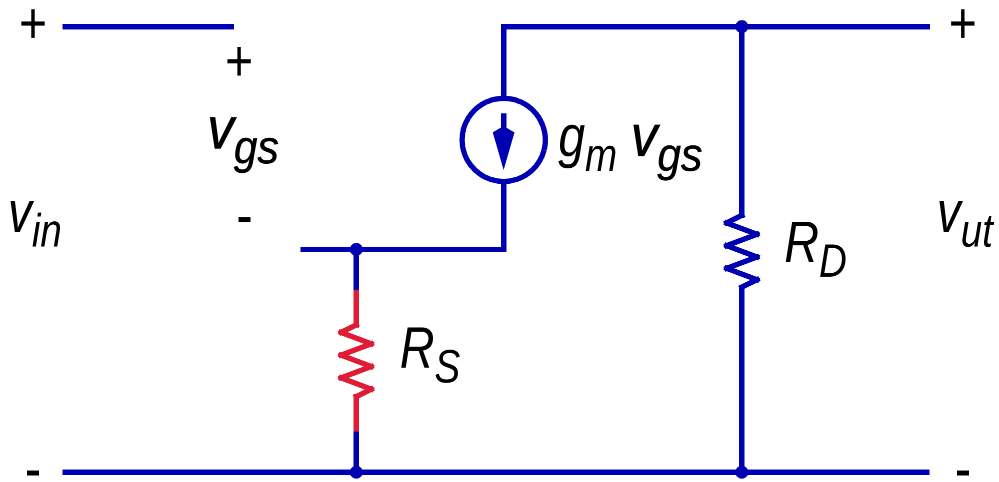




- Vi försummar nu (och på nästa OH) småsignalsresistansen i kanalen, d.v.s. vi sätter $r_{ut} \to \infty$.
- I schemat ovan gäller ju, som vi vet, $v_{ut} = -R_D\,(g_m v_{in})$, vilket leder till spänningsförstärkningen $A_v = \dfrac{v_{ut}}{v_{in}} = -\dfrac{R_D\,(g_m v_{in})}{v_{in}} = -R_D\,g_m$.

En Extra Resistans Ger Negativ Återkoppling





- Med $v_{in} = v_{gs} + R_S\ (g_m v_{gs})$ och $v_{ut} = -R_D\ (g_m v_{gs})$ kan vi skriva

$$A_v = \frac{v_{ut}}{v_{in}} = -\frac{R_D\ (g_m v_{gs})}{v_{gs} + R_S\ (g_m v_{gs})} = -\frac{R_D\ g_m}{1 + R_S\ g_m}$$

. Vi har en slags återkoppling!

EN EXTRA RESISTANS VID SOURCE

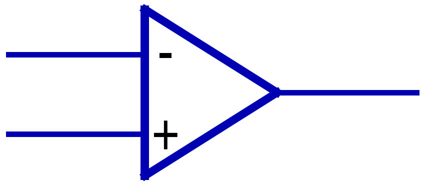
- *Varför R_S?* Jo, om man studerar $A_v = -\frac{R_D g_m}{1 + R_S g_m}$ så ser man att om man lyckas göra $R_S g_m \gg 1$ så kommer förstärkningen att bli oberoende av g_m!
- *Varför vill man få bort g_m-beroendet?* Jo, i en diskret transistor kan man inte variera W och L och därför kan man bara förändra $g_m = k(V_{GS} - V_T)$ genom att ändra insignalens arbetspunkt. Detta är inflexibelt och negativt.
- Exemplet illustrerar hur man kan implementera återkoppling i en elektronisk krets:
  Ingreppet är ganska vanligt för <u>diskreta transistorer</u>
  (framförallt för <u>bipolära transistorer</u> med höga g_m) på kretskort.

Operationsförstärkare

(S&S 2)

KONCEPTET OPERATIONSFÖRSTÄRKAREN

- En operationsförstärkare är en allmän förstärkare som utmärks av hög förstärkning (10-10000), hög inimpedans, och låg utimpedans.

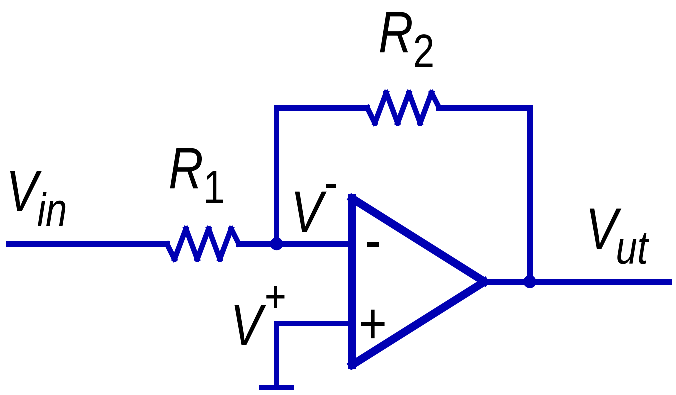


- Dess popularitet har att göra med att man ser OP:n som en fristående förstärkarkomponent som går att använda till många olika saker. Vilka transistorer och vilka kretsar som finns inuti OP:ns symbol bryr man sig ofta helt enkelt inte om.
- “Operation” kommer från användandet inom analoga datorer, genomförande analoga beräkningsoperationer.
- Med OP-symbolen flyttar man alltså konstruktionen till en abstraktare nivå, och slipper peta med detaljer: OP:n blir ett byggblock på “systemnivå”. *Jämför gärna med hur man i digitala system ser på grindar som byggblock.*

Mer om Operationsförstärkaren

- Hela Kap 2 i referensboken (både utgåva 4 och 5) handlar om OP:n som abstrakt komponent.
- Begreppet “Standard OP” börjar försvinna i avancerad elektronik, eftersom kraven på snabbhet, låg effektförbrukning och höga utgångssving tävlar med impedans och förstärkning.
- I ökad utsträckning bygger man OP:s ombord på chips, och man bygger då upp dem transistor för transistor.
- Låt oss ändå ta en titt på en klassisk ideal OP, eftersom den tillhör en slags elektronikallmänbildning!

IDEAL OP MED NEGATIV ÅTERKOPPLING 1(2)

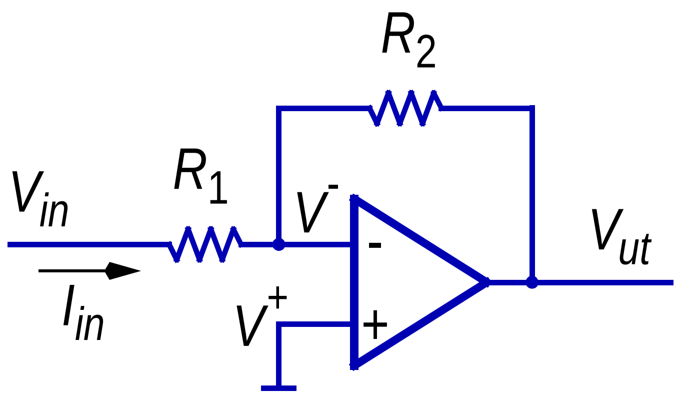


- En ideal OP har 1) $R_{in} \to \infty$, 2) $R_{ut} = 0$, och 3) $A_v \to \infty$.
- Följande gäller: $A_v(V^+ - V^-) = V_{ut}$,

  men eftersom $A_v \to \infty$ kan man ju skriva $V^+ - V^- = (V_{ut}/A_v) \to 0$.

  Alltså måste $V^- \approx 0$, och denna terminal kallas därför för virtuell jord.

IDEAL OP MED NEGATIV ÅTERKOPPLING 2(2)



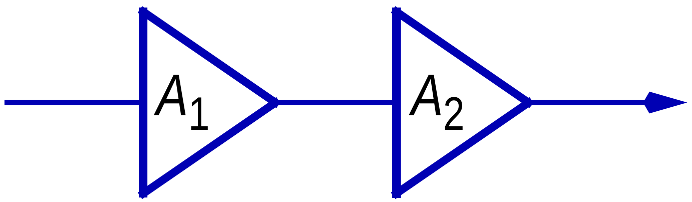
- I och med att V^- i stort sett är 0 V, kan man skriva $I_{in} = \dfrac{V_{in}}{R_1}$.

  Vidare vet vi ju nu att eftersom $R_{in} \to \infty$ kan ingen ström flyta in i OP:n.

  Alltså måste hela I_{in} flyta vidare genom R_2. Då blir $I_{in} = -\dfrac{V_{ut}}{R_2}$ och $\dfrac{V_{ut}}{V_{in}} = -\dfrac{R_2}{R_1}$.

Kaskadkoppling
(S&S5 1.5.2)

Kaskadkopplade förstärkare



Överföringsfunktionen för hela systemet är produkten av de enskilda stegens överföringsfunktioner

Alltså är förstärkningen multiplikativ

$$A_{tot} = A_1 \cdot A_2$$

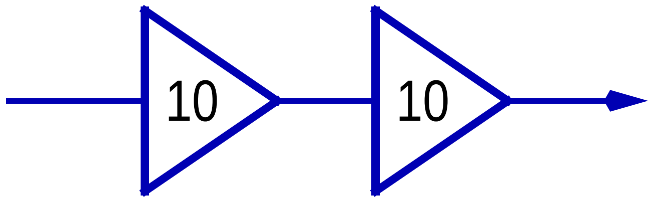
Designuppgift:

- Hur bygger man en förstärkare för >50 MHz bandbredd och 100 gångers förstärkning?
- Enda tillgängliga byggblock är en förstärkare med $A_{v0} = 100$, men bara $\omega_{-3dB} = 10$ MHz!

Kaskadkoppling kan öka prestanda

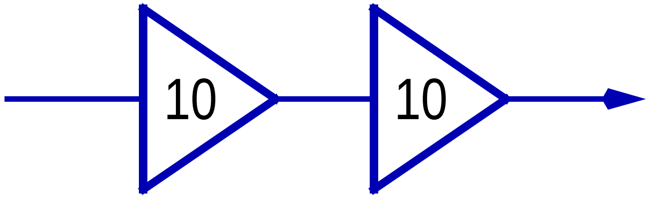
Designlösning:

- Man tar och återkopplar det enda tillgängliga byggblocket, så att A_{v0} delas med 10, och ω_{-3dB} multipliceras med 10.
- Nu gäller alltså: A_{v0} = 10 och ω_{-3dB} = 100 MHz.
- Bandbredd OK! Förstärkning för låg! Kaskadkoppling ordnar detta.

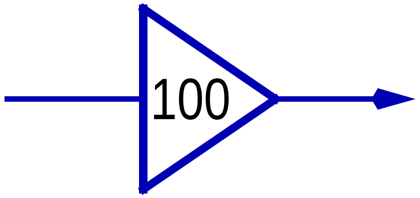


$$A = A_1 \cdot A_2 = 10 \cdot 10 = 100 \text{ enligt krav}$$

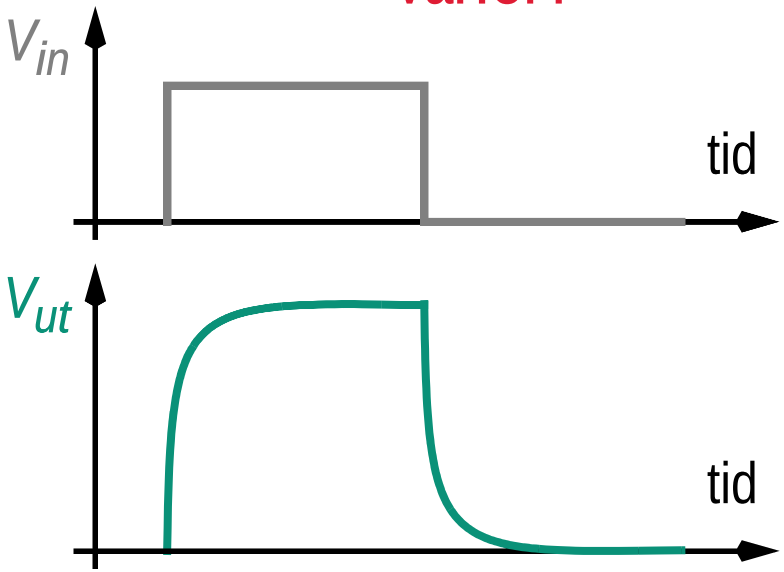
STEGSVAR OCH BANDBREDD

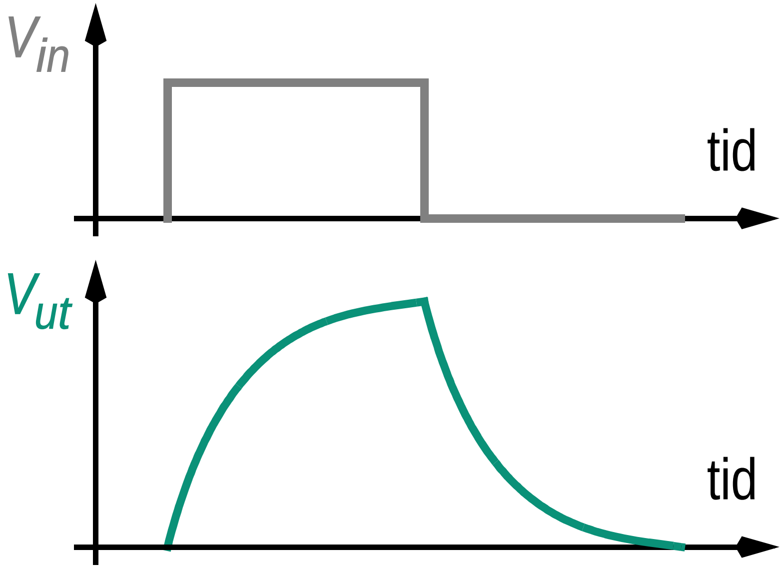


ω_{-3dB} totalt är inte fullt 100 MHz, då respektive pol samverkar. Varför? **



ω_{-3dB} = 10 MHz





** Räkna övningsuppgift A1