



Kompendium / noter til:

# ***OPERATIONSFORSTÆRKERE***

Links til afsnit:

[Generelt](#), [Splitsupply](#), [Impedanskonverter](#), [Delta Ui Fejl](#), [Noninverting Amp](#),  
[Inverting Amp](#), [Summationsforstærker](#), [Single Supply](#), [Strøm gennem kondensator](#),  
[Kondensators modstand](#), [Selektiv forstærker](#), [Bode Plot](#), [Båndpas forstærker](#), [Fasedrejning](#),  
[Fasedrejning Højpasled](#), [Differensforstærker](#), [OPAMP-Oscillator](#), [Thevenin](#),  
[Pulsbredde-modulation](#), [Trekant Firkant Osc.](#) [Opamp som Komparator](#),  
[Komparator med Hysterese](#), [Filtre](#), [Diverse applikationer](#),  
[Instrumentation Amplifier](#), [Fejl i Opamps](#), [Modkoblingsteori](#),

Skitserne og opgaverne i kompendiet er beregnet på simulering med ORCAD.

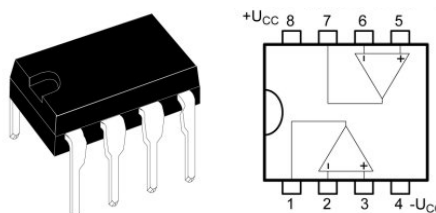


## Generelt om OPAMP's:

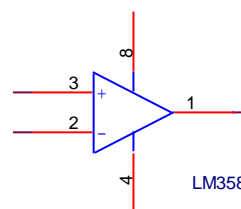
Operationsforstærkere eller kort "op-amps" er små integrerede kredse, der er opbygget til at forstærke analoge signaler. De er opbygget af et stort antal transistorer.

Der er 2 indgange, og 1 udgang.

Diagram-symbolet er vist i følgende tegning.



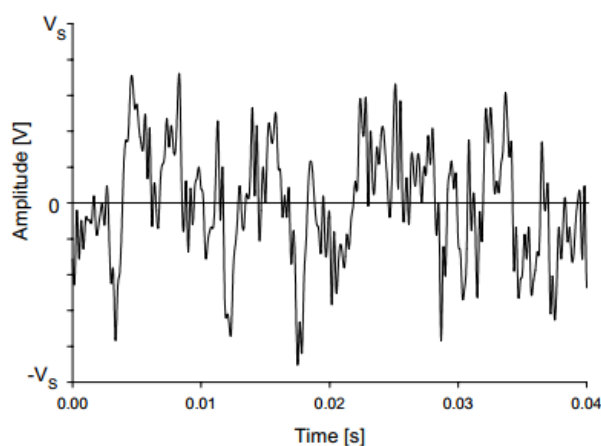
Normalt tegnes ikke power med i diagrammer. På viste type, LM358, er det hhv. plus på ben 8, og nul eller minus på ben 4. De vil blot forstyrre, men de skal selvfølgelig være forbundet korrekt i et kredsløb.



Forsyningsspændingen til operationsforstærkere kan være single supply eller split-supply.

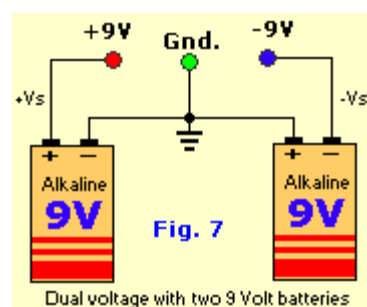
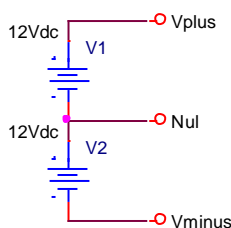
Single-supply er plus og nul, og split supply er både positiv, nul og negativ spænding symmetrisk omkring nul.

Split supply er nødvendig, hvis et signal som dette skal forstærkes.



## Split supply

Eksempler på hvordan man laver split-supply.



Billede: <http://edt.uow.edu.au/ecte101/lab-support/dc-ac-sources/index-power-supply.html>



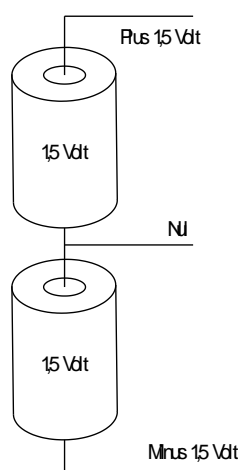
Med split-supply opnås, at et signal, der skal forstærkes, kan være symmetrisk omkring nul. Ved single supply, skal der normalt arbejdes med signal omkring halv forsyningsspænding.

Den Op-amp, vi bruger mest, LM358, kan arbejde fra  $\pm 5$  til  $\pm 15$  Volt. Dvs. at et signal, der ønskes forstærket, kan ligge omkring 0 Volt.

Men den kan også arbejde med single supply, altså med Plus og Nul, fx plus 12 eller plus 15 Volt og nul. Men den kan tåle spænding helt op til 30 Volt.

For andre typer operationsforstærkere, især nyere typer, er tendensen, at der kun anvendes single supply, og fx kun 5 Volt og nul.

Hvis et OPAMP-kredsløb er opbygget med Split Supply, kan eller skal signalet svinge omkring nul.



Split supply kan laves med to batterier. Her vist med 1,5 Volts batterier. Plus på et batteri betyder, at spændingen ( elektrontrykket ) er 1,5 Volt højere end i den anden ende.

Men det er lige så korrekt at sige, at spændingen på den ende, vi kalder ” minus ”, er 1,5 Volt lavere end den anden ende.

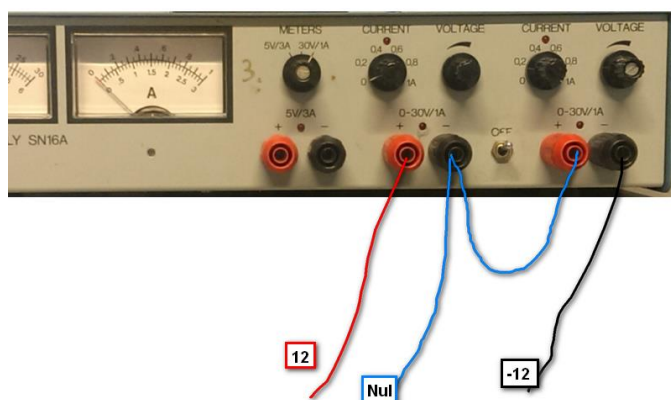
I forbindelsen vist her, er den midterste ledning udnævnt til at være nul. Heraf følger, at der er plus 1,5 Volt foroven, og minus 1,5 volt for nedent.

I stedet for at anvende batterier, kan man opbygge Splitsupply på vore Powersupply.

## Split Supply fra strømforsyningen

Opbygning af split supply:

Spændingerne på de to spændingsudgange på vore B&O Powersupply kan justeres hver for sig.

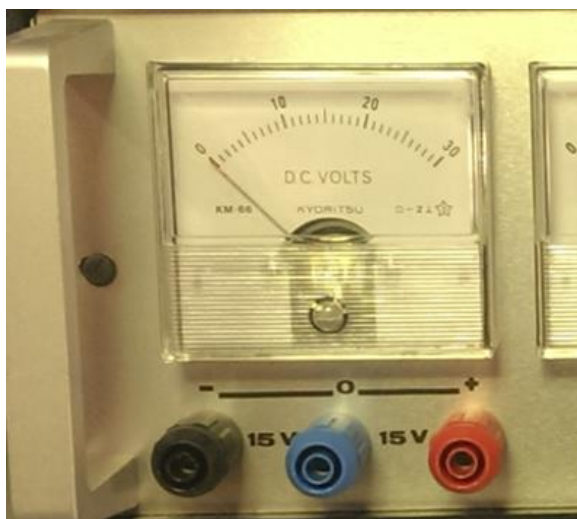




HTX-Strømforsyningerne er født med Split Supply.

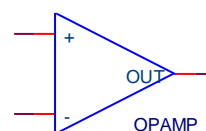
Hvis viseren viser 12 Volt, er der +12 Volt på den røde terminal, og minus 12 på den sorte.

Dvs. 24 Volt mellem den røde og sorte.



## OP-Amp-ens Signalindgange:

De to indgange kaldes hhv. + og -. ( plus og minus-indgangen. ). De må ikke forveksles med powersupply!!



Grundlæggende er det spændingsforskellen, dvs. det signal, der er mellem de to indgangsterminaler, Delta  $U_{in}$ , der forstærkes. Forstærkningen af Delta  $U_{in}$  i operationsforstærkeren er typisk større end  $10^6$  gange. Jo større jo bedre! – Det ser vi på senere!

Indgangen mærket + kaldes også for den **ikke inverterende** indgang. Og den anden indgang, mærket med et "-", kaldes for den **inverterende** indgang! Dette refererer til, at hvis et signal på + indgangen stiger, vil udgangen gå i samme retning, altså stige. Er det spændingen på "minus" indgangen der stiger, vil udgangen gå nedad, altså modsat, eller inverteret indgangssignalet.

Man kan forestille sig, at der inde i kredsen er en modstand mellem de to indgangsterminaler, og at det er den spænding, der er over denne modstand, der forstærkes. Spændingen på den ene indgangsterminal kan godt være 3 Volt, og den anden 2,999 Volt. Altså en forskel på 1 mV, og det er denne forskel med fortegn, der forstærkes med operationsforstærkerens medfødte forstærkning, ( fx  $10^6$  gange. ) Er + indgangens spænding højest vil udgangen gå opad, er minus indgangens spænding størst, vil udgangen gå nedad!



Non inverting og inverting opamp.



Udgangsspændingen vil dog ikke blive 1 mV gange 1.000.000 = 1000Volt. Udgangsspændingen kan selvfølgelig ikke overskride forsyningsspændingen, hverken i positiv eller negativ retning, men spændingen vil blive så stor, som den kan på grund af spændingstab i udgangstransistorerne.

Yderligere gælder for ældre typer, at udgangsspændingen kun kan komme op eller ned i nærheden af forsyningsspændingen. Der mangler ca. 1,5 til 2 Volt.

Nyere typer kan dog styre udgangs-spændingen helt ud til forsyningsspændingerne, såkaldt ” **Rail to Rail** ”.

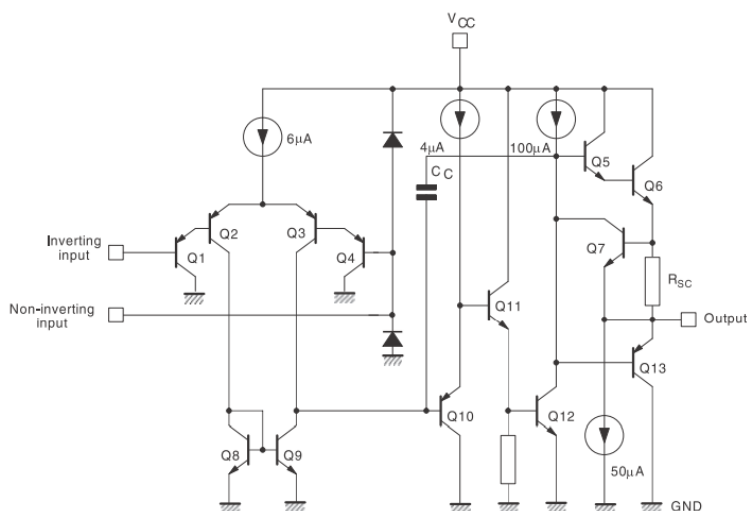
For at udgangstransistorerne kan lede, skal de have basisstrøm.

Og der er mindst 0,7 Volt spændingsfald fra Basis til Emitter

Her ses 2 basis-emitter-strækninger.

Dvs. udgangen ikke kan komme helt op til den positive rail.

( diagram for LM2902 )



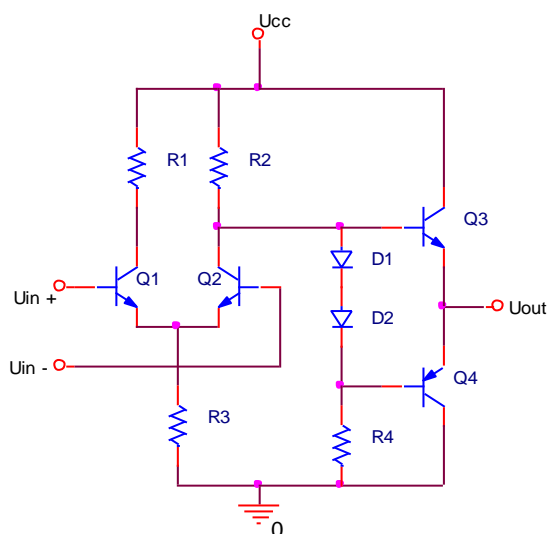
## Skematisk diagram af forstærkerens indre:

Følgende diagram viser det indre af en operationsforstærker, - ret forenklet.

### Skematisk opbygning af en Op-amp.

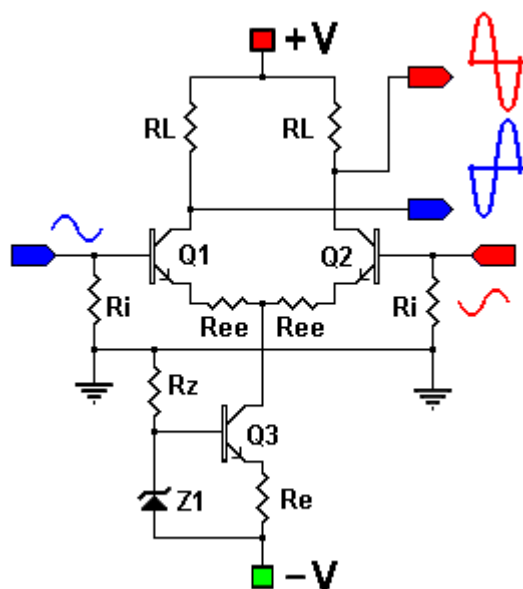
Er de to indgangsspændinger ens, er spændingsfaldene over R1 og R2 ens. – Er der forskel, vil Collector-spændingen på Q1 eller Q2 være større end den anden. Udgangsspændingen er styret af Q2's collector !

Modstanden R3 er normalt bygget af en strømgenerator, dvs. at strømmen igennem den altid er samme størrelse. Derfor, hvis strømmen i Q1 stiger, vil strømmen i Q2 falde og omvendt.





Her et andet eksempel.



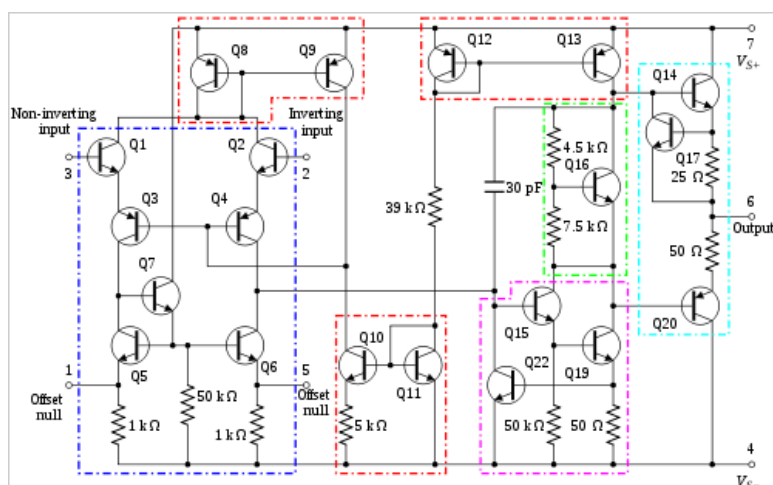
[http://www.williamson-labs.com/480\\_opam.htm](http://www.williamson-labs.com/480_opam.htm)

Citat:

A component level diagram of the common 741 op-amp.

Dotted lines outline:

- Current mirrors (red);
- Differential amplifier (blue);
- Class A gain stage (magenta);
- Voltage level shifter (green);
- Output stage (cyan).



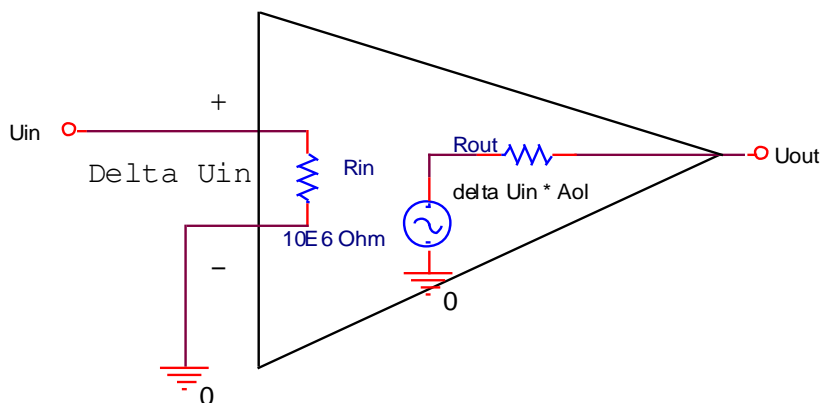
Fra: [http://en.wikipedia.org/wiki/Operational\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier)

Denne skematisk fremstilling viser operationsforstærkerens indre.

$U_{out}$  er delta  $U_{in}$  gange med den medfødte forstærkning.

Dvs. at 1 uV på indgangen vil blive til ca. 1 volt på udgangen!

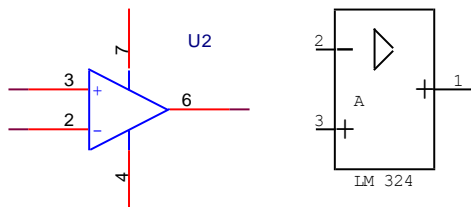
Dvs. at den medfødte forstærkning er meget stor.





Fx  $10^6$  eller helst større, fx  $2 \times 10^6$  gange. Man kan ikke sige noget om en nøjagtig forstærkning. Der er stor spredning!! Men jo større forstærkning jo bedre! Man kan nemlig ved at montere nogle få modstande vælge den forstærkning, man ønsker. Herom senere.

## Diagramsymbol:

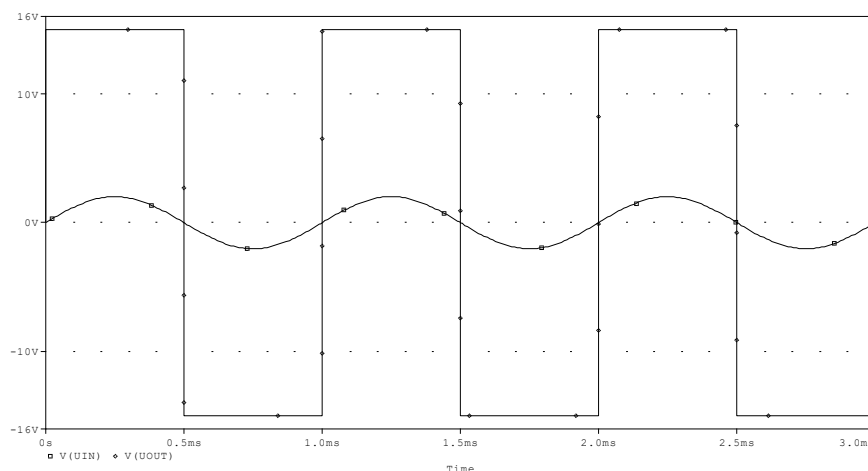
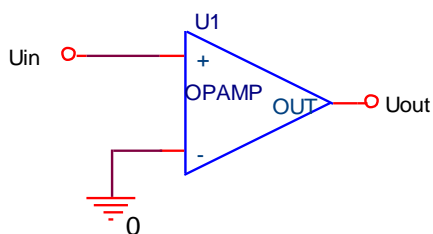


## Diagramsymboler. Amerikansk og europæisk.

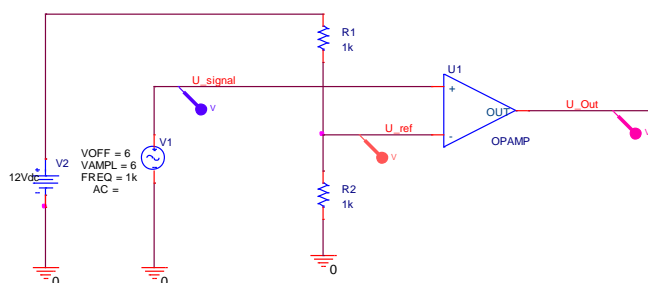
Det trekantede diagramsymbol er en ældre amerikansk type. Det er den, jeg bruger. Den firkantede er "europæisk standard".

## Puls-shaper:

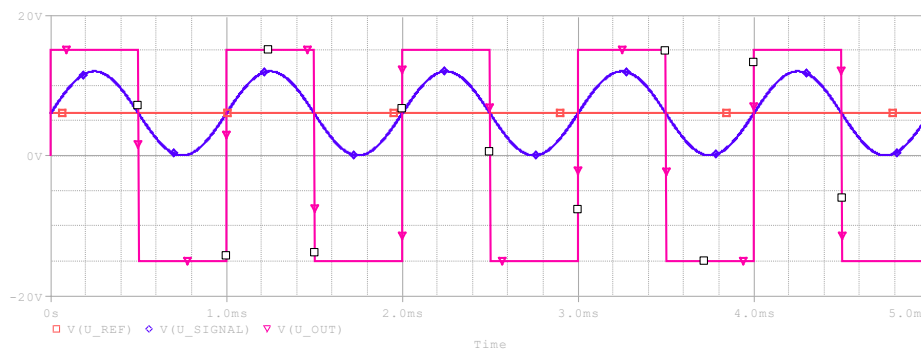
Forbindes operationsforstærkeren som vist herunder, vil blot en lille positiv spænding føre til, at udgangen vil gå op, så højt den kan. Udgangen går i mætning lidt under den positive forsyningspænding. Især gælder for ældre typer, at der vil være et spændingsgab, fx 1,5 Volt, som udgangen ikke kan komme tættere på Plus. Tilsvarende gælder for den negative spænding, eller 0 !



Det ses på grafen, at udgangen for en "ideel Matematisk Opamp" default er max +/- 15 Volt



Her er  $U_{ref} = 6$  Volt.

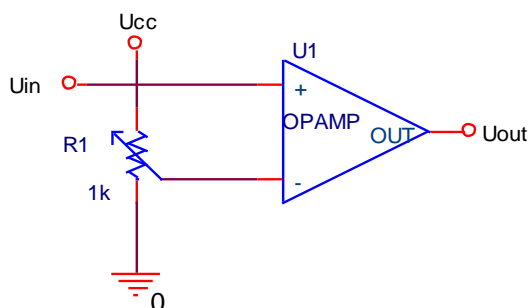


Mangler **her en "rigtig" opamp**

Men der findes efterhånden såkaldte "Rail to Rail" opamps, hvis udgang faktisk kan svinge fra positiv supply til negativ supply.

Ovenstående kredsløb kunne som vist bruges til at digitalisere et analogt signal.

Skal der digitaliseres, eller kompareres, sammenlignes i forhold til en anden spænding kunne flg. kredsløb bruges!



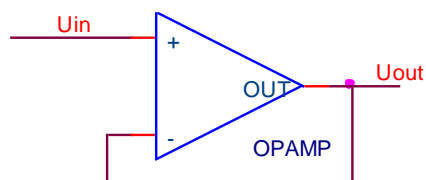
Et kredsløb hvor en op-amp er brugt som inverterende komparator.

## Grundlæggende signal-forstærker funktion:

Det som Operationsforstærkere primært er beregnet til, er at forstærke signaler.

Først betragtes denne kobling: Udgangen er ført tilbage til den inverterende indgang.

Påtrykkes  $U_{in}$  en spænding på fx 3 Volt, er + indgangen jo steget, og udgangen vil derfor også stige.



Udgangen er forskellen mellem indgangsterminalernes spænding gange ca.  $10^6$ . Når udgangen stiger, bliver forskellen  $\Delta U_{in}$  jo mindre, og det indses, at udgangen vil stige indtil spændingsforskellen  $\Delta U_{in}$  gange rå-forstærkningen, dvs. den medfødte forstærkning, netop er lig  $U_{out}$ .



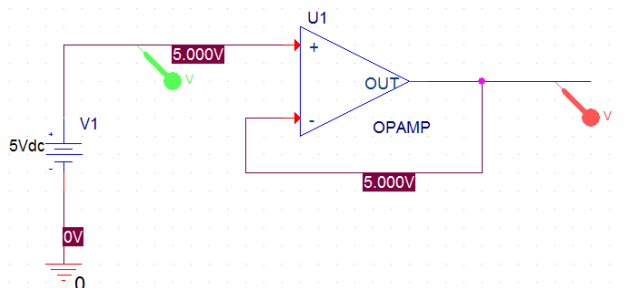


Råforstærkning er forstærkerens medfødte forstærkning. Den kaldes også for "Open loop"-forstærkning,  $A_{ol}$ .

Der kan opstilles ligninger for dette. ( Se mere udførligt herom i afsnittet "Modkoblingsteori" ).

Her er lavet en simulering med en ideel Opamp.

Det er blot en matematisk model! Derfor er  $U_{out}$  også helt oppe på 5 Volt.



Er op-amp'ens medfødte forstærkning stor, bliver  $\Delta U_i$  lille i ovenstående kredsløb. Fx ca. 1  $\mu$ Volt.

Det er altså en meget lille forskel, der bliver mellem indgangene. Den er så lille, at vi godt kan opfatte den som = 0. **Blot vi ved, vi begår en "meget lille" fejl.**

Der kan nu formuleres følgende "lov":

En operationsforstærker, koblet som forstærker, vil sætte en sådan spænding på sin udgang, at  $\Delta U_i$  bliver = 0

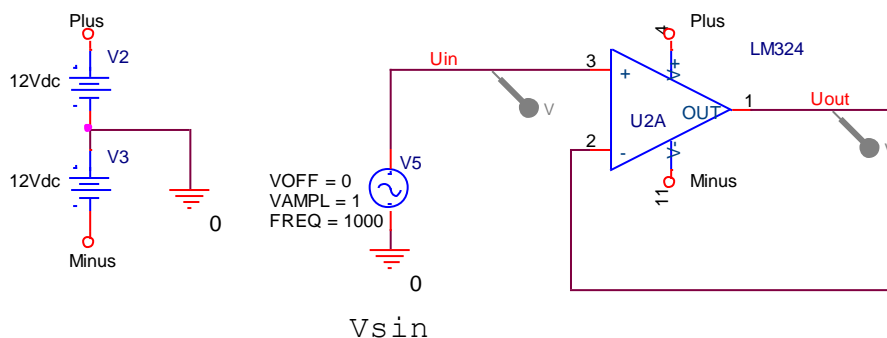
I ovenstående kredsløb vil  $U_{out}$  være lig  $U_{in}$ . Dvs. forstærkningen er lig 1. Kredsløbet kaldes også for en "**Spændingsfølger**". Operationsforstærkerens medførte forstærkning er nu reduceret til 1 gang. Udgangen er ført tilbage til indgangen. Når indgangssignalet stiger, vil udgangen også stige. Og der føres et signal tilbage til minus-indgangen, som **modvirker** den oprindelige ændring af  $\Delta U_i$  mellem indgangene. Man kalder dette **modkobling**.

Udgangen er ført tilbage til den inverterende indgang. Sløjfen er lukket, "**Closed Loop**"

Umiddelbart kunne man tro, at en 1 gangs forstærker umiddelbart kunne erstattes af blot en ledning, når udgangsspændingen er lig indgangen. Men kredsløbet bruges ofte, idet indgangens indgangsmodstanden  $R_i$  er meget stor, fx 1 Mohm, og derfor ikke belaster signalkilden på indgangen ret meget. Samtidig kan der trækkes 10 til 15 mA på udgangen.  $R_o$  er relativ lav.

Koblingen kaldes også for en "**Impedans-omsætter**". ( Med impedans menes modstand, der også kan indbefatte kondensatorer. )

Brug ORCAD til at simulere følgende kredsløb:



Orcad simulation af et OPAMP kredsløb.

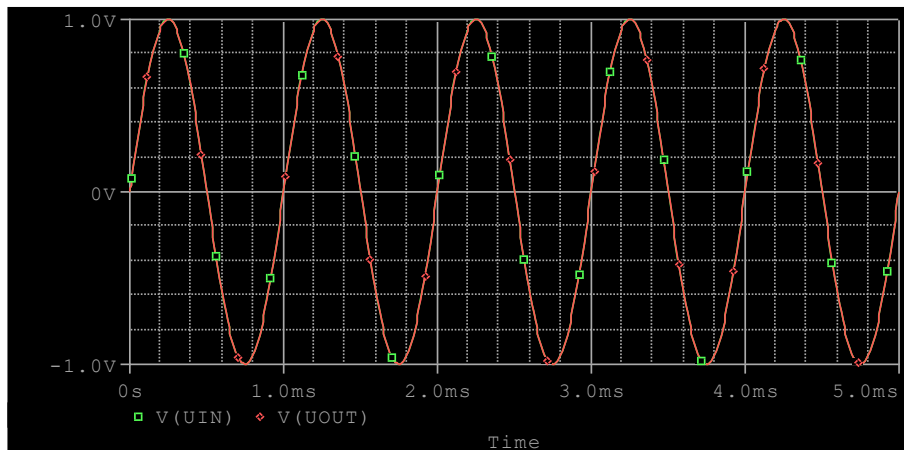
Grafen er vist nedenunder.

$U_{out}$  og  $U_{in}$  er sammenfaldende

Grafen ser fx således ud:

Prøv også med en DC

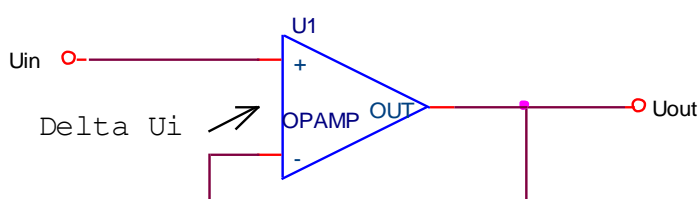
Prøv at måle spændingsforskellen mellem  $U_{in}$  og  $U_{out}$ .



## Undersøgelse af den lille fejl i Delta $U_{in}$

Nu betragtes igen spændings-følger-kredsløbet.

Udgangsspændingen må jo være en anelse mindre end indgangsspændingen, ellers ville der ikke være en  $\Delta U_{in}$  at forstærke, og 0 gange  $10^6$  er stadig nul.



Der kan opstilles følgende ligninger:

$$U_{out} = \Delta U_i \cdot A_{OL} \quad (1)$$

og

$$\Delta U_i = U_{in} - U_{out} \quad (2)$$

Forstærkningen må være  $U_{out} / U_{in}$

For (1) isoleres  $\Delta U_i$ , og der findes at 
$$\Delta U_i = \frac{U_{out}}{A_{OL}} \quad (3)$$



Dette indsættes i (2).

$$\frac{U_{out}}{A_{OL}} = U_{in} - U_{out} \quad (4)$$

Ordnes dette fås:

$$U_{out} + \frac{U_{out}}{A_{OL}} = U_{in} \quad (5)$$

eller hvis  $U_{out}$  sættes udenfor en parentes:

$$U_{out} \cdot \left(1 + \frac{1}{A_{OL}}\right) = U_{in} \quad (6)$$

Og herefter fås:

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{1 + \frac{1}{A_{OL}}}$$

Altså, Jo større  $A_{OL}$ , jo tættere kommer  $U_{out}$  på  $U_{in}$ !

**Prøve:** For at afprøve om det er bedst at den medfødte forstærkning er så stor som muligt, sættes  $A_{ol} = \text{uendelig}$ :

$$\frac{1}{A_{OL}} \rightarrow 0 \Big|_{A_{OL} \rightarrow \infty} \rightarrow U_{out} \rightarrow U_{in} \Big|_{A_{OL} \rightarrow \infty}$$

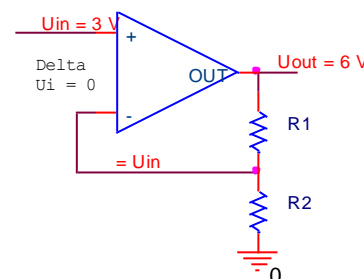
Altså, jo større rå-forstærkning, jo tættere komme  $U_{out}$  på  $U_{in}$ . Og jo mindre fejl har man "gjort" med "loven for operationsforstærkere".

## Ikke Inverterende kredsløb

Nu betragtes et **ikke inverterende** forstærker-kredsløb:

Igen er  $U_{in} = 3$  Volt.  $\Delta U_i$  er lig 0.

Dvs, at der i knudepunktet mellem  $R1$  og  $R2$  også kan måles 3 Volt.



Er modstandene ens, må der være 6 Volt på udgangen. Forstærkningen er = 2.  $U_{out} = 2$  gange  $U_{in}$ .

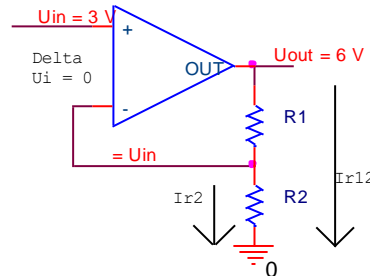


Man siger også, at **overføringsfunktionen** er 2. Overføringsfunktionen er  $U_{out} / U_{in}$ , altså det, et indgangssignal ganges med af kredsløbet før det kommer over til udgangen.

Uanset størrelsen på de to modstande, vil det tilbageførte signal være lig indgangsspændingen. Det er altså simple modstande, der afgør den samlede udnyttede forstærkning ud af de ca.  $10^6$  gange.

Er modstandene ikke ens, vil forstærkningen ikke være 2.

For at udlede overføringsfunktionen, opskrives ligninger:



Gennem  $R_2$  løber en strøm: 
$$I_{R2} = \frac{U_{in}}{R_2}$$

Fra  $U_{out}$  løber en strøm: 
$$I_{R12} = \frac{U_{out}}{R_1 + R_2}$$

Da der er en stor indgangsmodstand i indgangsterminalerne, løber der ingen strøm tilbage og ind i minus-indgangen. Altså må  $I_{R2}$  være den samme som  $I_{R12}$ . (1) må være lig (2).

Der kan herefter skrives: 
$$\frac{U_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{in}}{R_2}$$

Omformes dette, fås et udtryk for  $U_{out} / U_{in}$ , som er overføringsfunktionen. Normalt angives denne blot med symbolet  $A'$  [ A-mærke ]

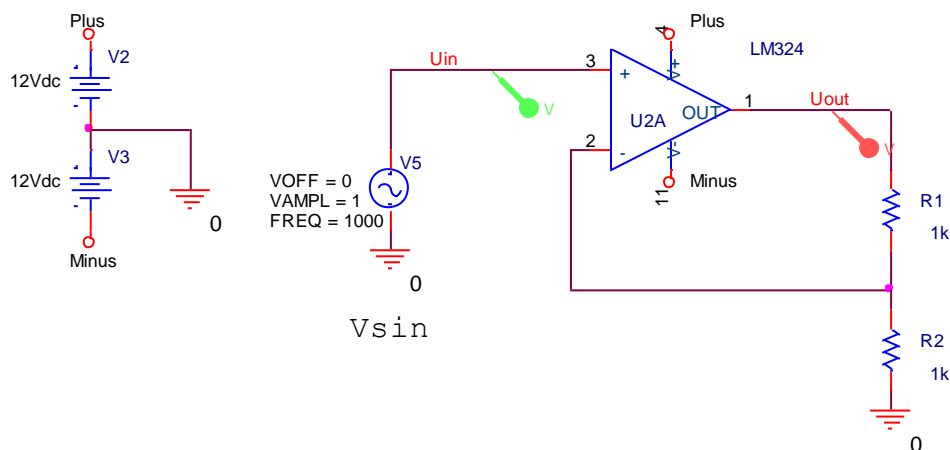
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = A' = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Divideres med  $R_2$  fås:

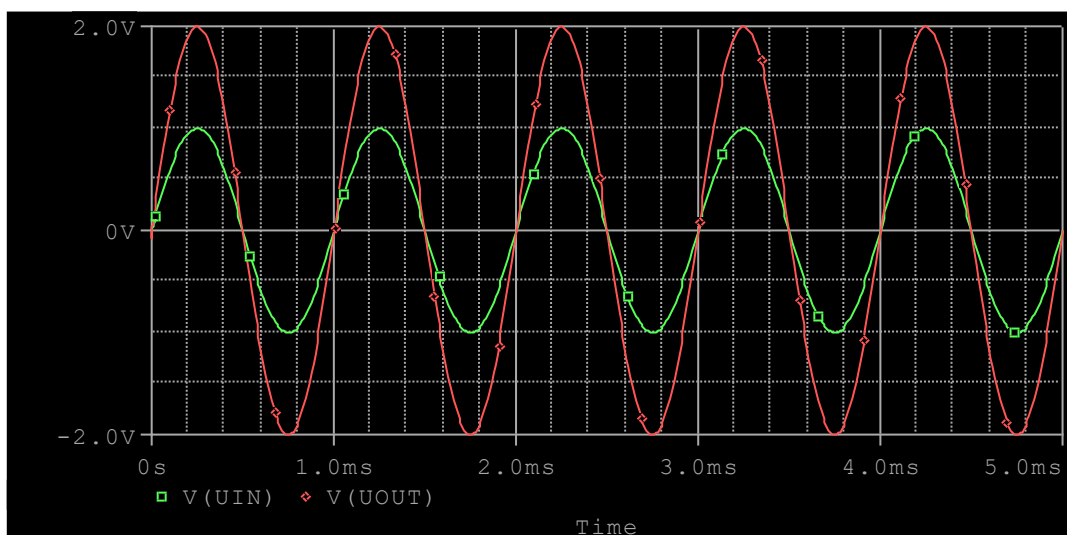
$$A' = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Den mindste forstærkning med denne kobling er altså  $= 1$ . Dette fås hvis  $R_1$  er nul, eller  $R_2$  er uendelig stor.

Simuleres nu med ORCAD fås:

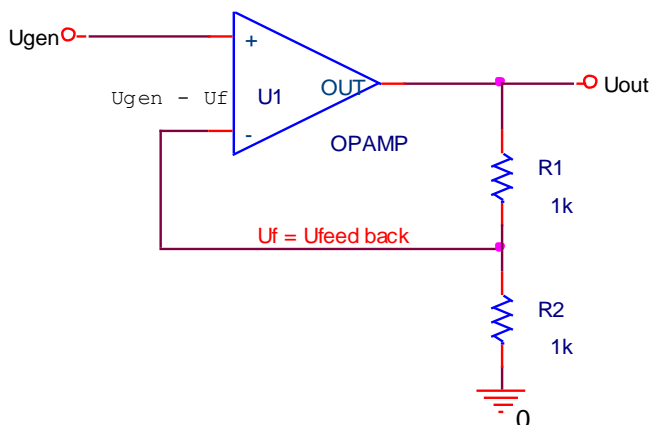


Kredsløbet og nedenunder ORCAD graferne.



## Udregning af eksakt overføringsfunktion:

Nu betragtes følgende kredsløb:



Der kan opskrives følgende ligninger:

$$U_f = U_{out} \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

Det der sendes tilbage =  $\frac{R2}{R1 + R2}$  kaldes nu  $\beta$

Opampens medfødte forstærkning kaldes  $A_{ol}$ , for A-Open loop:

$$\text{Det haves også, at } U_{out} = A_{ol} \cdot (U_{gen} - U_f)$$



Altså kan opstilles:

$$U_{out} = A_{ol} \cdot (U_{gen} - \beta \cdot U_{out})$$

$$U_{out} = A_{ol} \cdot U_{gen} - A_{ol} \cdot \beta \cdot U_{out}$$

$U_{out}$  samles på venstre side:

$$U_{out} + A_{ol} \cdot \beta \cdot U_{out} = A_{ol} \cdot U_{gen}$$

$$U_{out} \cdot (1 + \beta \cdot A_{ol}) = A_{ol} \cdot U_{gen}$$

og endelig fås grundformlen for modkobling:

$$\frac{U_{out}}{U_{gen}} = A' = \frac{A_{ol}}{1 + \beta \cdot A_{ol}}$$

$1 + \beta \cdot A_{ol}$  kaldes Modkoblingsgraden  $M$ .

$M = 1 + \beta \cdot A_{ol}$ .  $M$  er det antal gange, råforstærkningen  $A_{ol}$  bliver gjort mindre.  $M$  er en vigtig størrelse, idet den bestemmer "alt" om virkningen af modkoblingen.

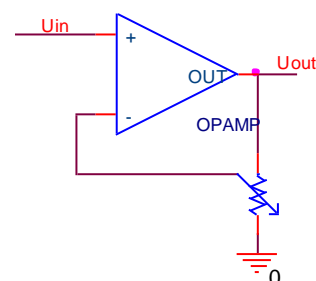
Hvis  $\beta \cdot A_{ol} \gg 1$  findes igen:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{A_{ol}}{\beta \cdot A_{ol}} = \frac{1}{\beta} = \frac{R1 + R2}{R2} = 1 + \frac{R1}{R2}.$$

Altså, hvis  $\beta \cdot A_{ol} \gg 1$  er ligningen for forstærkningen god nok.

## Opgave:

Undersøg forstærkningen ved forskellige stillinger af potmeteret i viste kredsløb. Potmeteret er på 47 kOhm. Hvad er  $A'$  hvis potentiometeret er i top, i midten, og helt nede i bund?



### Orcad øvelse:

Ikke inverterende operationsforstærker-kobling simuleres i ORCAD.

Komponenten /Analog/opamp er en ideel – OPAMP.

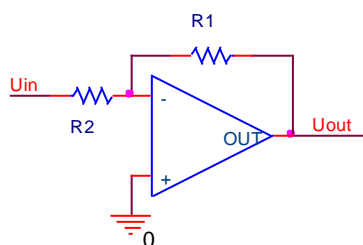


Undersøg, hvordan den ”følger med” op til fx 1 MegaHz.

Prøv så med LM324, der er den opamp, der kommer tættest på vores LM358.

## Inverterende kobling:

En anden af de grundlæggende koblinger er følgende:

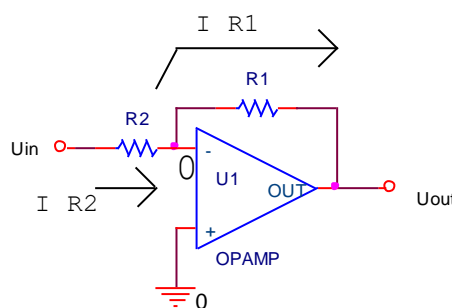


Signalet sendes gennem en modstand ind på minus-indgangen. Dvs. at spændingen her vil stige. Dette får udgangsspændingen til at falde, da det jo er den inverterende indgang, der stiger. Udgangen falder lige nøjagtig så meget, at den holder spændingen på minusindgangen nede på samme spænding som plus-indgangen. Altså holder delta  $U_i = 0$ .

Er der 0 Volt på  $U_{in+}$ , vil der følgelig også 0 volt, eller ”tilsyneladende stel” på minusindgangen. Det er kun tilsyneladende, da knudepunktet jo ikke kan bruges som stel for andre komponenter.

Tilsyneladende stel kaldes også for ” **Virtuel stel** ”.

Påtrykkes nu en indgangsspænding,  $U_{in}$ , på fx 3 Volt, vil der altså gå en strøm mod højre mod 0 Volt.



Strømmen gennem  $R_2$  må være

$$I_{R2} = \frac{U_{in}}{R2}$$

Strømmen går ikke ind i op-amp'en. Der er der jo stor indgangsmodstand. Så strømmen må gå op gennem  $R_1$ . Spændingen før  $R_1$  er på nul Volt, så derfor må spændingen efter  $R_1$  være negativ. Der kan opskrives:

$$I_{R1} = \frac{0 - U_{out}}{R1}.$$



Men  $I_{R1}$  må være lig  $I_{R2}$ , så derfor:

$$\frac{0 - U_{out}}{R1} = \frac{U_{in}}{R2}$$

Dette ordnes, så der fås et udtryk for  $U_{out}/U_{in}$ :

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = A' = -\frac{R1}{R2}$$

Altså er forstærker-formlen for en inverterende kobling

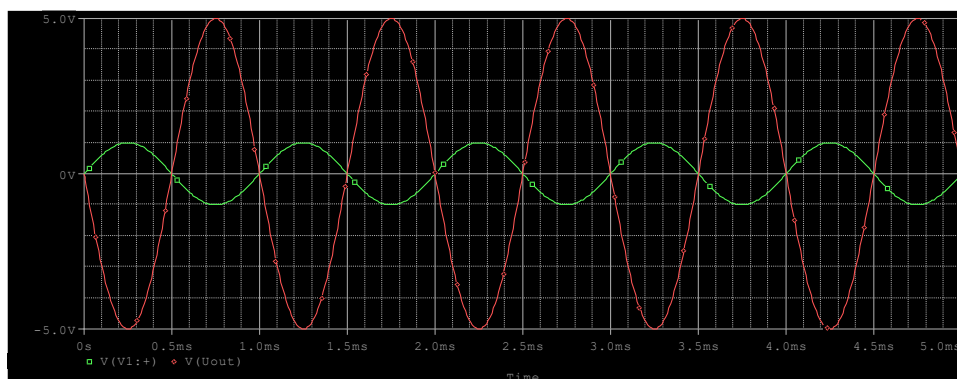
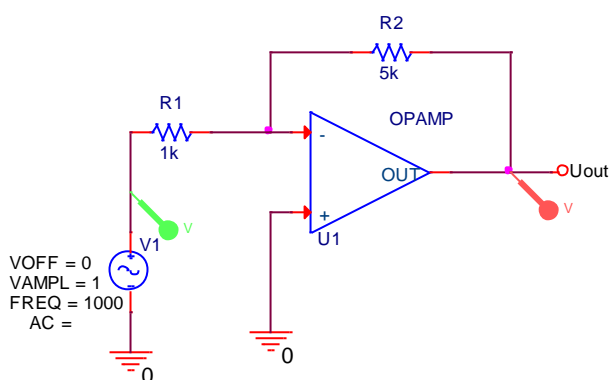
$$A' = -\frac{R1}{R2}$$

## Variabel forstærkning:

Ved at gøre  $R1$  variabel, kan der opnås variabel forstærkning.

## ORCAD-simulering af Inverterende forstærkerkobling:

Her er vist et kredsløb og tilhørende graf for indgangssignal og udgangssignal.



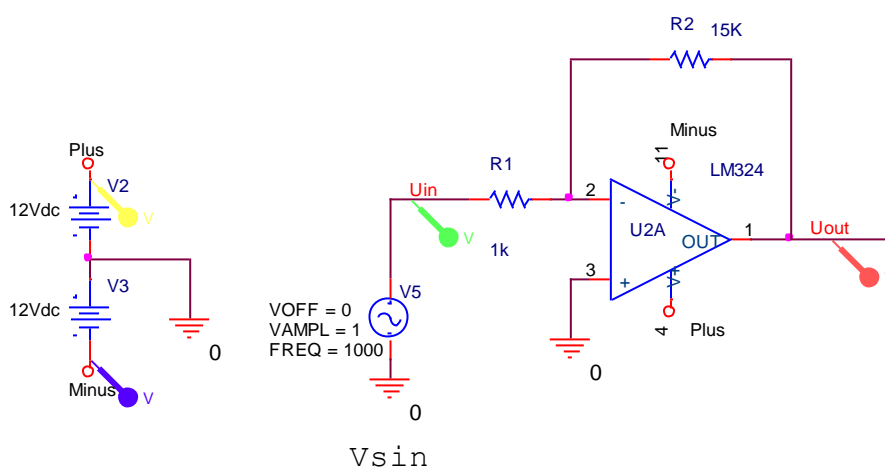
Grafen ser således ud!



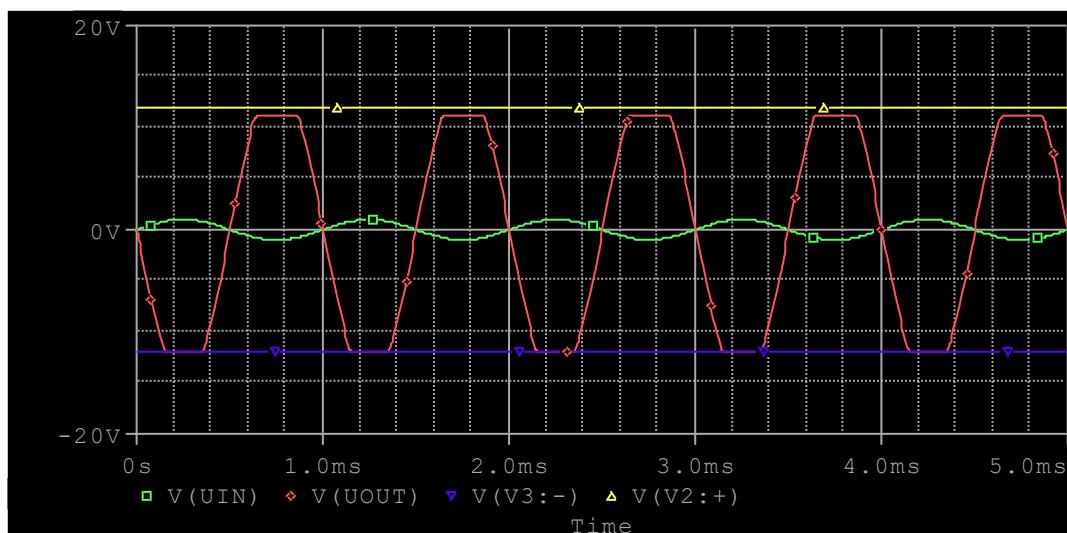


## OPAMP Øvelse:

Opbyg nedenstående kredsløb, og undersøg hvordan udgangsspændingen opfører sig, hvis forstærkningen er så stor, at  $U_{out}$  burde være højere end forsyningspændingen.

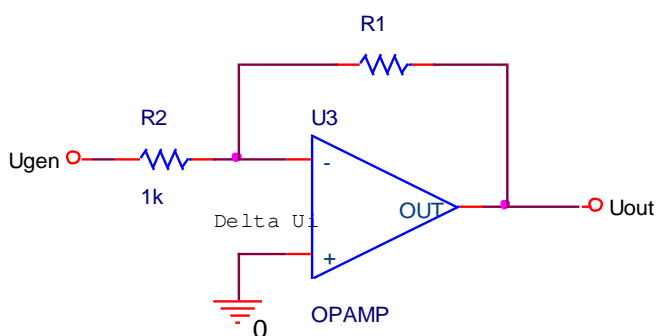


Grafen ser således ud:



## Eksakt formel for overføringsfunktion for inverterende forstærkerkobling:

For følgende kredsløb, kan der opstilles ligninger:



Knudepunktet mellem R1 og R2 må være en spændingsdeling mellem Ugen og Uout.

$$\Delta U_i = (U_{gen} - U_{out}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{out}$$

$$U_{out} = -\Delta U_i \cdot A_{ol}$$

Kaldes  $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$  for X kan disse omskrives til:

$$\frac{U_{out}}{U_{gen}} = - \frac{X \cdot A_{ol}}{1 + A_{ol}(X - 1)}$$

der igen bliver til

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = - \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_{ol}}{1 + A_{ol} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

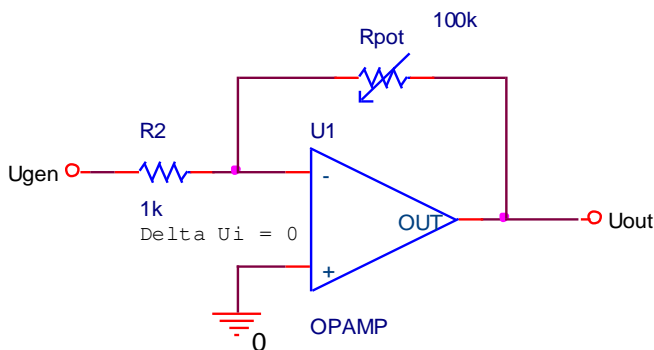
Hvis:  $A_{ol} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \gg 1$ , kan '1-tallet fjernes, og det fører til:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = - \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2}} = - \frac{R_1}{R_2}$$

Altså, hvis:  $A_{ol} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \gg 1$ , passer vores ligning for overføringsfunktionen.

## Variabel forstærkning, Variabel gain.

Hvad er A' max, A' min, og A' med potentiometeret i midterposition??



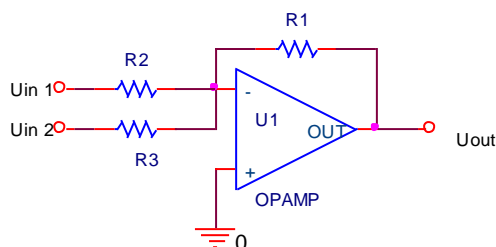


## Forskellige kredsløbseksempler:

Her følger et antal forskellige kredsløbseksempler.

### Inverterende Summationskobling:

Strømmene fra  $U_{in1}$  og  $U_{in2}$  går hen til knudepunktet ved den inverterende indgang. Og summen af strømmene herfra går videre op gennem  $R1$ .  $U_{out}$  er altså afhængig af summen af strømmene, og spændingen  $U_{out}$  må følgelig være et udtryk for  $U_{in1} + U_{in2}$ .



$$U_{Out} = -\left(U_{in1} \cdot \frac{R1}{R2} + U_{in2} \cdot \frac{R1}{R3}\right)$$

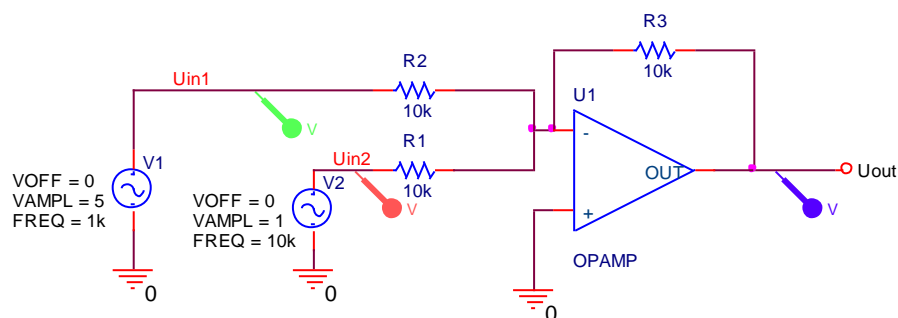
Eller skrevet på en anden måde:

$$U_{Out} = -\sum_{i=1}^n I_i \cdot R1$$

Kredsløbet kan udvides med flere indgangssignaler!

En graf over ovenstående summationsforstærkers udgangssignal kunne se således ud:

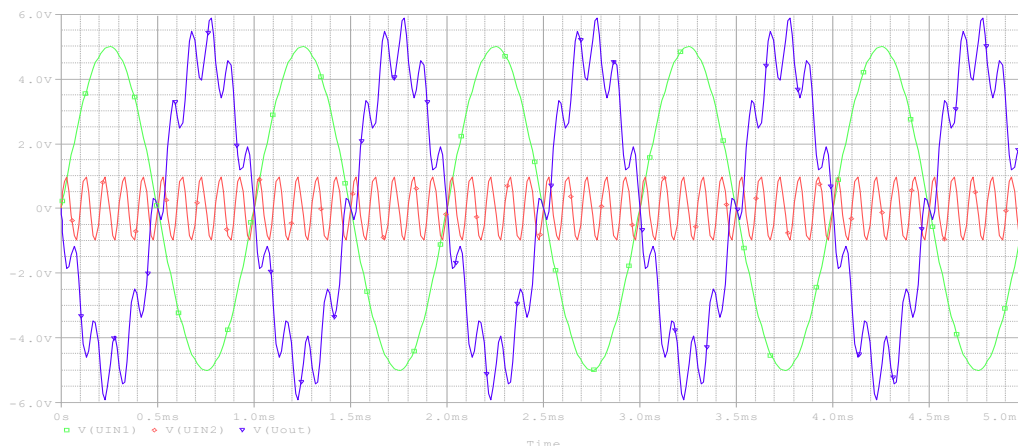
Først kredsløbet, og herunder graferne.





Bemærk, at signalet svinger symmetrisk omkring 0 Volt.

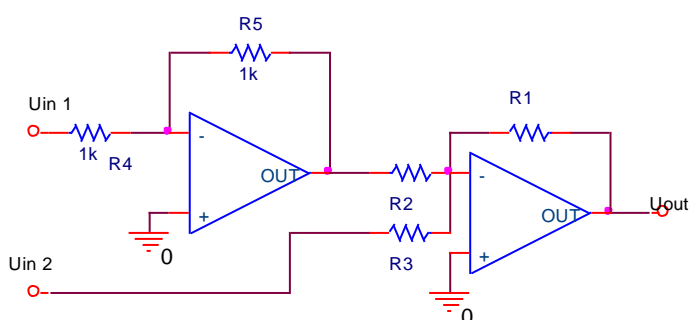
Dvs. både positiv og negativ.



Dette kredsløb svarer til den ovenover.

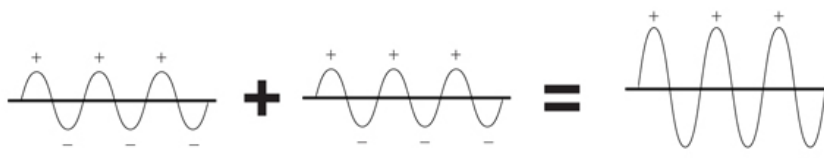
Blot er  $U_{in1}$  ganget med minus 1, hvorefter spændingerne adderes, og ganges med -1 igen.

Altså opnås at  $U_{out}$  er lig  $U_{in1}$  minus  $U_{in2}$ , forudsat modstandene er valgt korrekt.



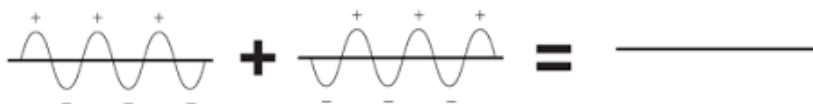
Eksempel på brug: Mikrofonsignal fra to mikrofoner, anbragt  $\frac{1}{2}$  bølgelængde fra hinanden.

2 mikrofoner anbragt på en stang. Den ene anbragt  $\frac{1}{2}$  bølgelængde bag den anden.



De to signaler vil adderes !!

Her kommer et lydssignal ind fra siden.





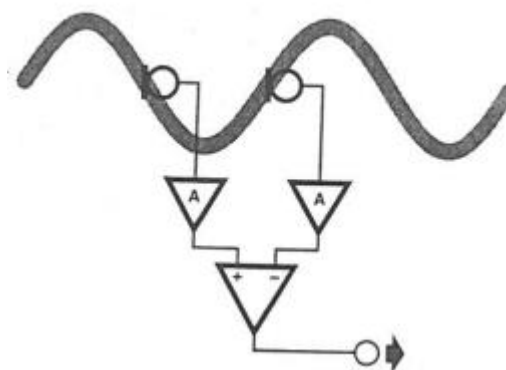
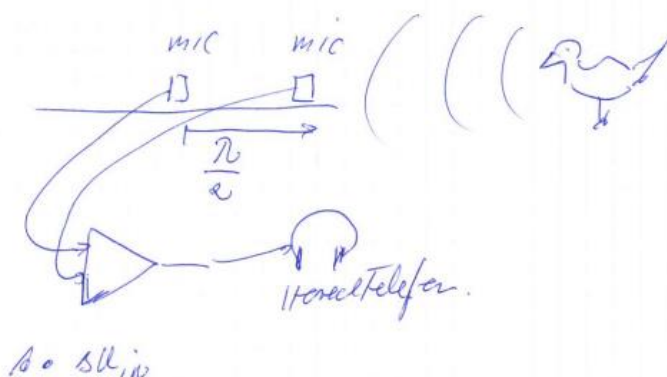
Her en retningsbestemt mikrofon.

Den består af 2 mikrofoner med en halv bølglængde mellem.

Princippet: Der skal bruges en differens forstærker, så lyde fra siden dæmpes.

Overvej:

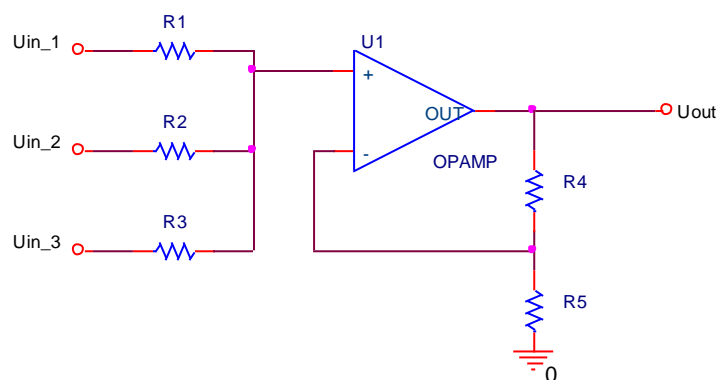
Hvad skal ske, hvis de placeres ved siden af hinanden. ???



Kan man placere mikrofonerne ved siden af hinanden, - og opnå samme effekt??

## Ikke inverterende summationsforstærker-kobling

Her et eksempel på en ikke inverterende summationskobling.





Analysere man ovenstående diagram, med kun 2 input, ud fra Superpositionsprincippet, fås spændingen på  $U_{in+}$ :

$$U_{in+} = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Det skal så ganges med operationsforstærkerens overføringsfunktion  $\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)$

Altså:

$$U_{out} = \left( U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right)$$

En generel overføringsfunktionen for flere end 2 inputs er givet ved:

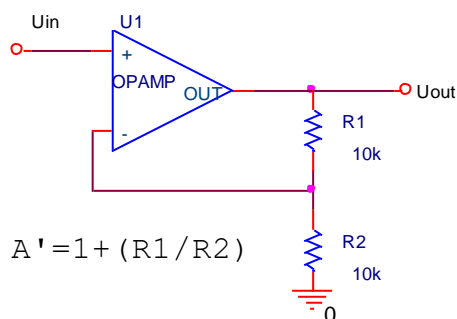
$$U_{out} = \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \cdot \left( \frac{R_T}{R_1} \cdot U_{in-1} + \frac{R_T}{R_2} \cdot U_{in-2} + \frac{R_T}{R_3} \cdot U_{in-3} + \dots \right)$$

Hvor

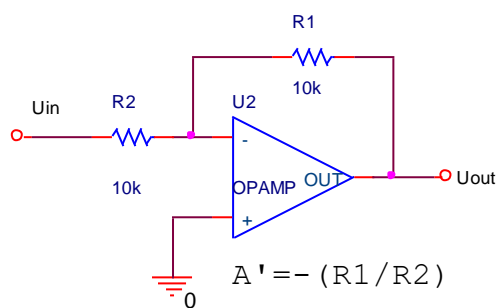
$$R_T = R_1 // R_2 // R_3 // \dots$$

## Grundkoblinger:

I forbindelse med operationsforstærkere arbejder man med flere grundkoblinger. Her følger en oversigt:



**Non Inverting**



**Inverting**

## Single supply:



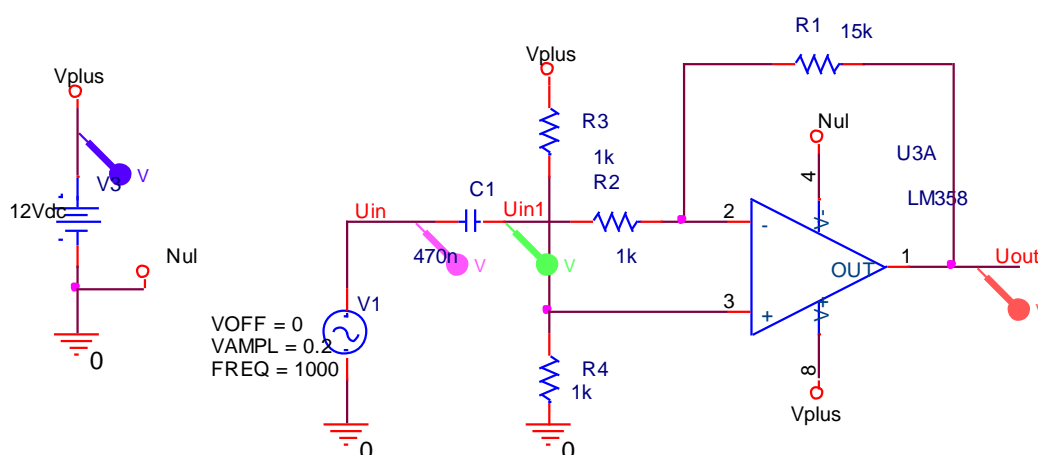
Ved single supply kan et indgangssignal ikke ligge omkring nul. I så fald ville signalet komme under nul i de negative halvperioder, og således være under powersupply'ens spænding.

Signalet skal op og ligge omkring halv forsyningsspænding. Dvs. at forstærkerkoblinger skal referere til halv forsyningsspænding.

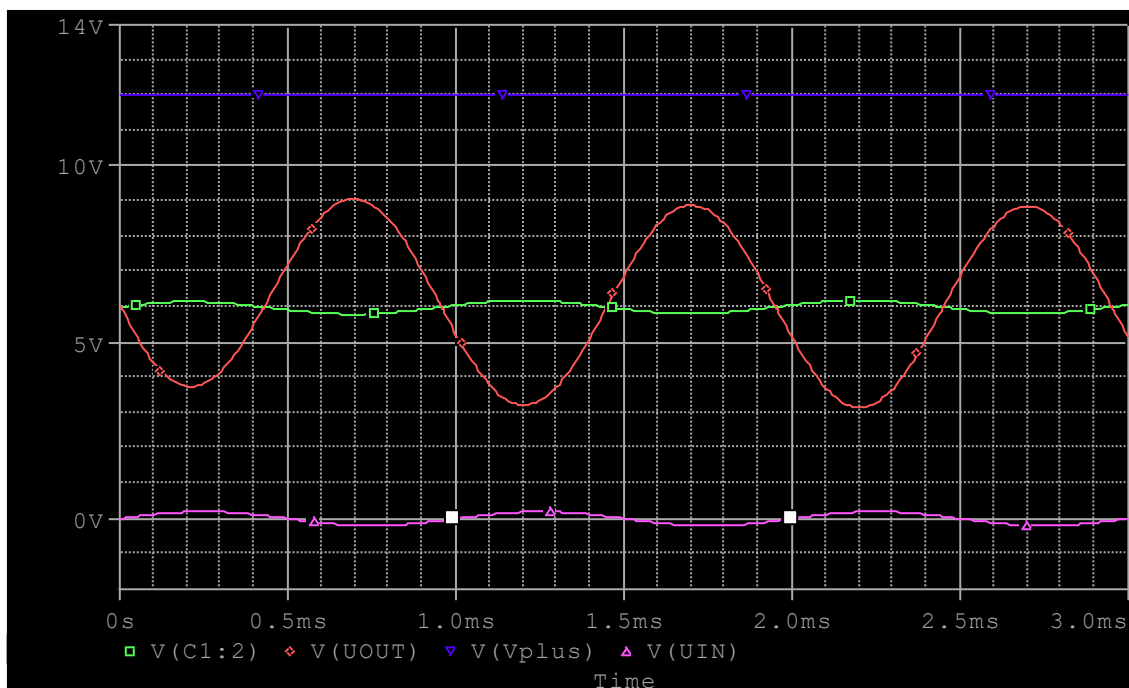
## Eksempel på et kredsløb, med single supply.

På diagrammet ses, at der ved hjælp af R3 og R4 skabes halv forsyningsspænding på ikke inverterende indgang. Op-amp'en vil derfor sætte en sådan spænding på dens Uout, at  $\Delta U_{in}$  bliver = nul. Dvs. der også vil være halv forsyningsspænding på ben 2, og derfor vil der på højre side af kondensatoren C1 også ( med tiden – det tager kort tid efter power-on ) være  $U_{cc}/2$ .

C1's venstre side vil fortsat være 0 Volt.



Og tilhørende graf:



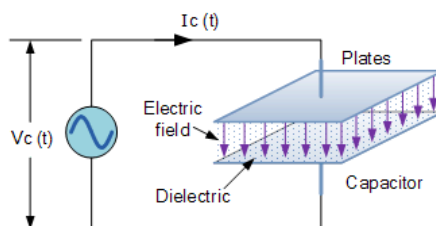
## DC-Shift vha. kondensator i signalvejen:

Ovenstående kredsløb ligner vores opstart på Samtaleanlægget ret meget.

Men hvordan virker egentlig en kondensator ved AC, altså ved signaler. ??

## Hvorfor kan strøm gå gennem en kondensator ??

*En kondensator er to ledende plader adskilt af et dielectricum ( en isolator). Derfor kan strøm ikke passere gennem den. Men hvis strømmen er AC kan det observeres, at noget ækvivalent til strømmen passerer!*



$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

Capacitive Reactance  
Formula

AC strøm vender dets retning med en given frekvens. Resultatet er, at polariteten af spændingen målt ved input-terminalerne på kondensatoren svinger mellem positive og negative spændinger.

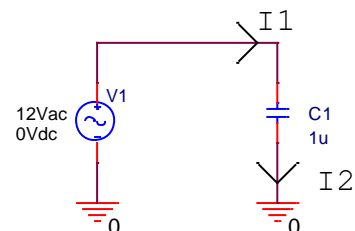




Hvis den påtrykte spænding går positiv, bliver elektroner opmagasineret på den øverste kondensator-plade. Og da elektroner frastøder andre elektroner, bliver elektroner frastødt på den anden plade.

Hvis den påtrykte spænding går negativ, bliver elektroner opmagasineret på den nederste kondensator-plade. Og da elektroner frastøder andre elektroner, bliver elektroner frastødt på den øverste plade.

I2 er altså lige så stor som I1.



Ved AC-spænding vender strømmen sin retning med en given frekvens. Resultatet er, at polariteten af spændingen målt ved input-terminalerne på kondensatoren svinger fra positive til negative spændinger.

Hvis spændingen går positiv, trækkes elektroner væk fra pladen, hvilket betyder, at det lades op positiv, og dette tiltrækker elektroner til den modsatte plade.

Man kan også sige, at elektroner løber til den ene side af en kondensator, og andre forlader den anden side, efterladende huller.

Den øjeblikke-energi, der til enhver tid er opmagasineret i en kondensator, er  $W_c = \frac{1}{2}CU^2$  [Joule].

## Kondensatorens "modstand" ved AC.

En kondensators modstand ved DC er uendelig, ( hvis man ser bort fra lækstrømme ). Når kondensatoren er opladt, går der jo ikke mere strøm. Kun hvis der er en uønsket lækmodstand, vil der gå en lille strøm.

Ved AC bliver kondensatoren hele tiden opladt og afladt. Dvs. der går en strøm til og fra kondensatoren.

Ved samme spænding, fx 12 V<sub>pp</sub> AC, er det samme ladningsmængde, der hele tiden skal transporteres til og fra kondensatoren, - uanset frekvens. Ladningerne ankommer til den ene plade, og ophobes, samtidig med at der fra den anden plade forlader samme mængde ladninger, efterladende "huller". Generatoren pumper blot ladninger rundt i kredsløbet, frem og tilbage!

Ved højere frekvens skal samme ladningsmængde transporteres hurtigere frem og tilbage fra kondensatoren for at opnå samme spænding. Der er kortere tid til at oplade kondensatoren, idet  $U_c = \frac{Q}{C}$ . Kondensatorens spænding er lig med dens ladning Q delt med kondensatorens størrelse i Farad.

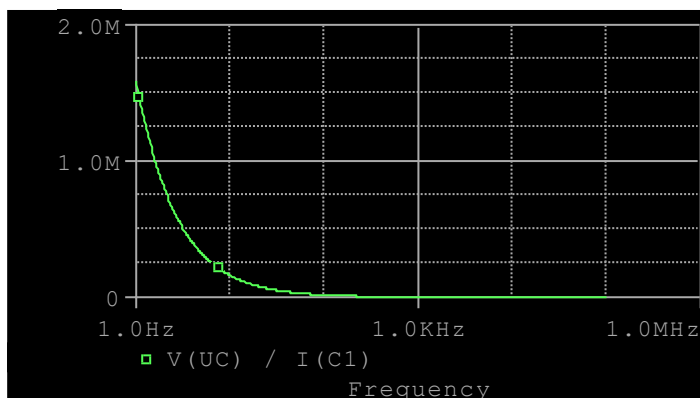
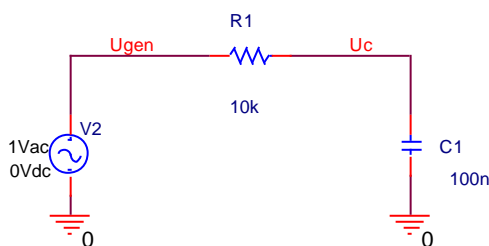


En hurtigere ladningstransport er ensbetydende med en større strøm. En større strøm svarer til en mindre modstand. Altså ved stigende frekvens virker kondensatoren som en mindre modstand.

En kondensators modstand ved vekselspænding kan beregnes med formlen:  $X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot c} [\Omega]$

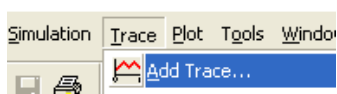
Men fordi strøm og spænding ikke er i fase, kaldes kondensatorens modstand ikke modstand, men **Impedans. ??** Den benævnes med et X, og fordi det er en capacitor, med index c, altså Xc.

ORCAD kan vise en graf, ved at få den til at vise U / I.

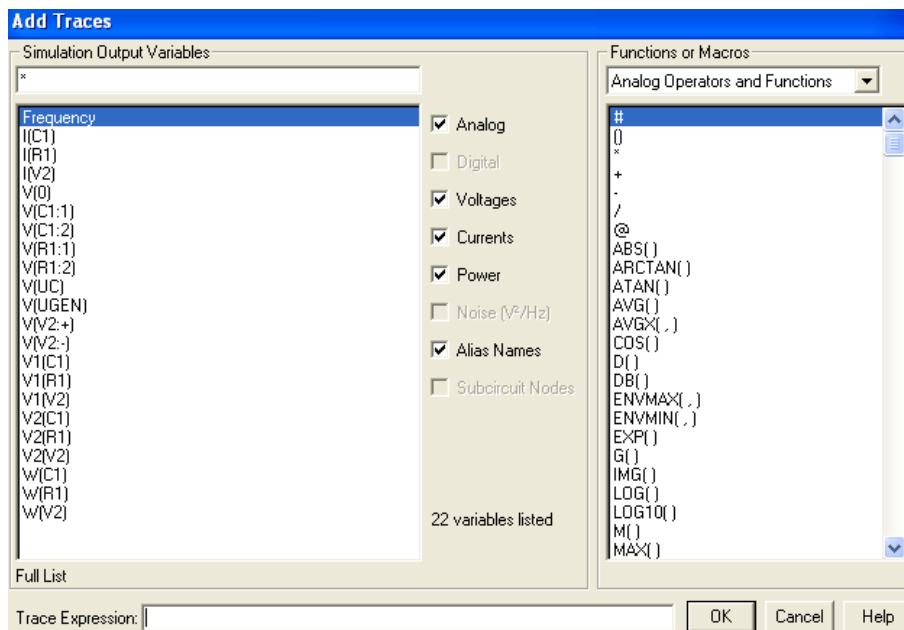


Kredsløbet er tilsluttet en VAC. Det er en AC-generator, der kan udføre et frekvenssweep. Dvs. den beregner resultatet ved én frekvens, ændrer frekvensen og beregner igen osv.

Der er ikke sat markere på. Grafen defineres ved at vælge Trace, Add Trace, og så skrive eller klikke sig til en ligning i ORCAD's grafvisesprogram.



De beregnede spændinger og strømme er listet i venstre rude. Til højre ses de matematiske operatører, der kan vælges ved at klikke.





## Frekvensafhængig forstærker, eller Selektiv forstærker

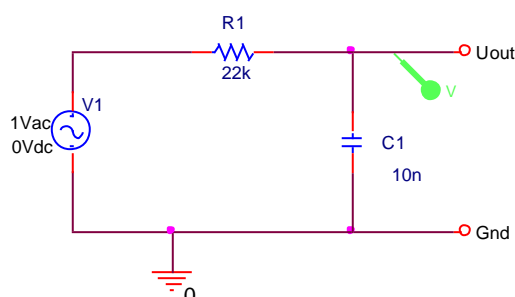
Når nu kondensatorer har forskellig modstand ( impedans ) ved forskellige frekvenser, må det kunne bruges i forstærkere.

Frekvensafhængige forstærkere, eller selektive forstærkere, har en forstærkning, der er afhængig af hvilken frekvens, der kommer på indgangen. På den måde er det fx muligt at forstærke frekvenser i det hørbare område, og dæmpe både høje frekvenser, fx støj, og lave frekvenser. Afhængig af hvilken forstærkerkobling, der anvendes.

I første omgang ses der her på et **RC-led**.

Ved meget lave frekvenser er en kondensator en meget stor modstand. Derfor vil kondensatoren ikke "belaste" Uout.

Modsat ved meget høje frekvenser. Her er kondensatoren stort set kortsluttet, så den spænding, der kan måles på udgangen er ikke stor.

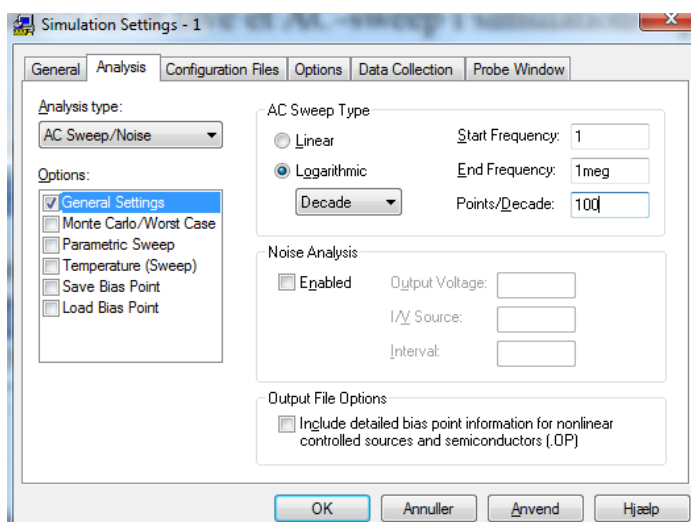


Der er sat en generator på, en VAC, der kan sweepes. Dvs. ORCAD kan sættes til at beregne værdier for kredsløbet for forskellige frekvenser. Der skal angives en startfrekvens, og en slutfrekvens, samt hvor mange punkter der skal beregnes for en stigning i frekvensen på en faktor 10.

Ligeledes skal ORCAD indstilles til at lave et AC-sweep i simulations-opsætningen.

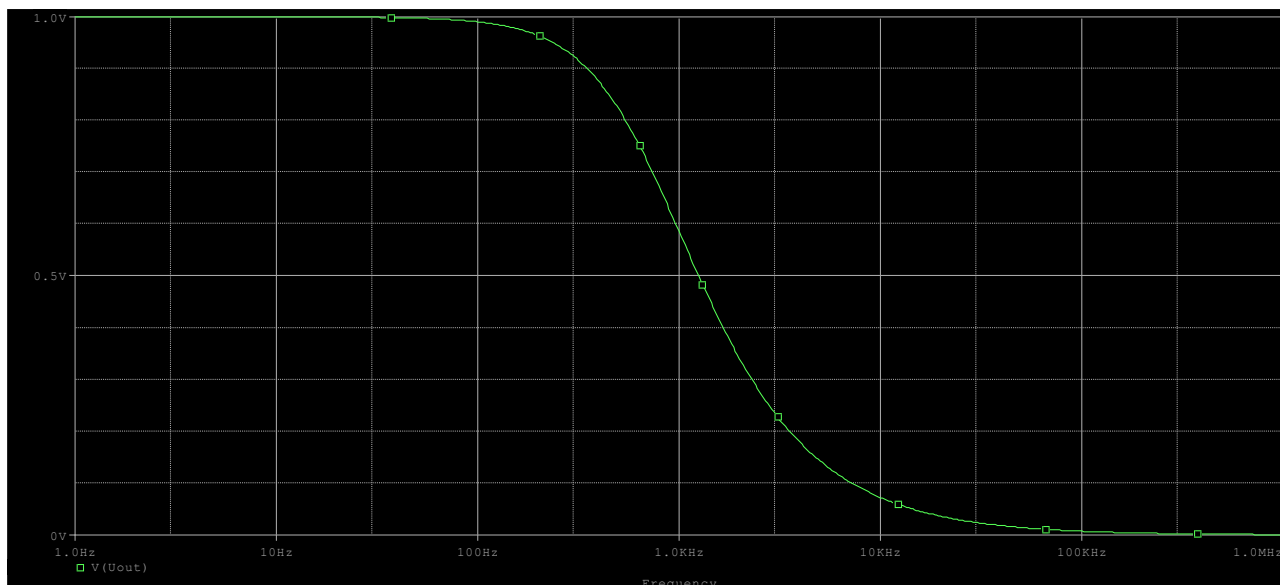
I simulations settings indstilles til AC-sweep, og intervallet angives.

Og der ønskes fx 100 beregninger pr. dekad.





Grafen for  $U_{out}$  for kredsløbet ovenover ser således ud.



Ret logisk ser det jo rigtig ud, ud fra betragtningerne ovenover. Ved lave frekvenser går signalet uhindret igennem, ved høje frekvenser dæmpes udgangssignalet.

Det ses, at der er en logaritmisk X-akse med stigende frekvenser.

Hvis man nu i stedet betragter kredsløbet ovenfor som en forstærker, må der ved lave frekvenser være en forstærkning tæt på 1 gang, og en forstærkning under 1 for højere frekvenser.

## **Bode-Plot:**

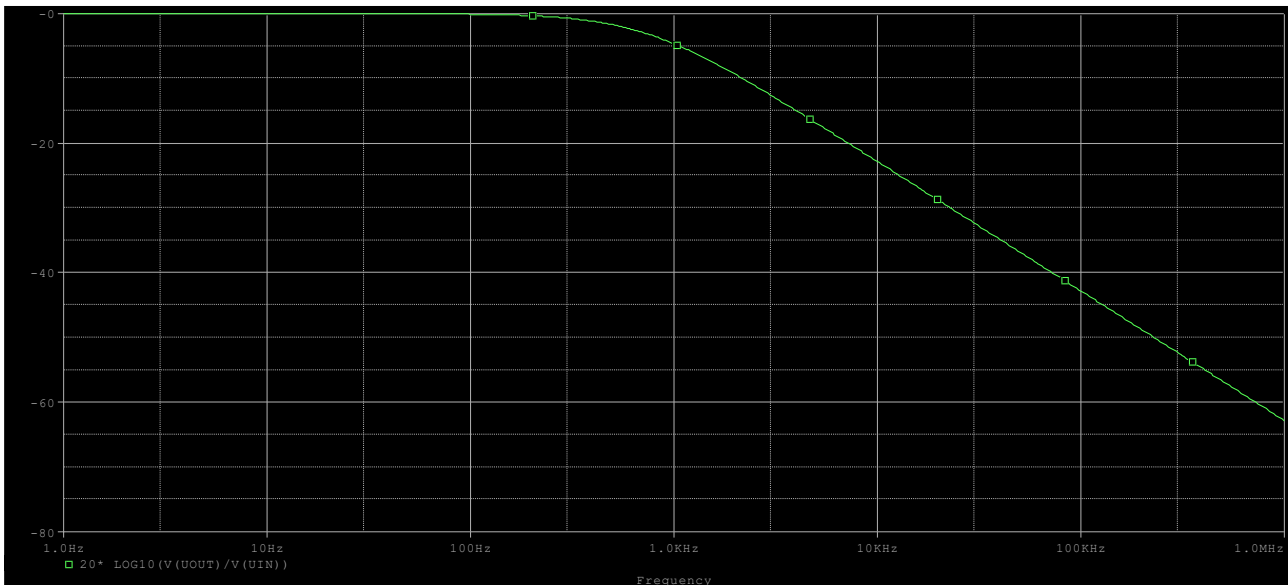
En smart måde at afbilde et kredsløbs forstærkning ved forskellige frekvenser, blev introduceret af Hendrik Bode ( 1905 – 1982 ). Et såkaldt Bode-plot.

Et Bode plot har frekvensen ud af en logaritmisk X-akse, og forstærkningen i decibel (dB) op ad Y-aksen.


Decibel udregnes som 20 gange logaritmen til et kredsløbs forstærkning.

$$\text{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{out}}{U_{in}} \right)$$

ORCAD's graf for ovenstående RC-led ser således ud:

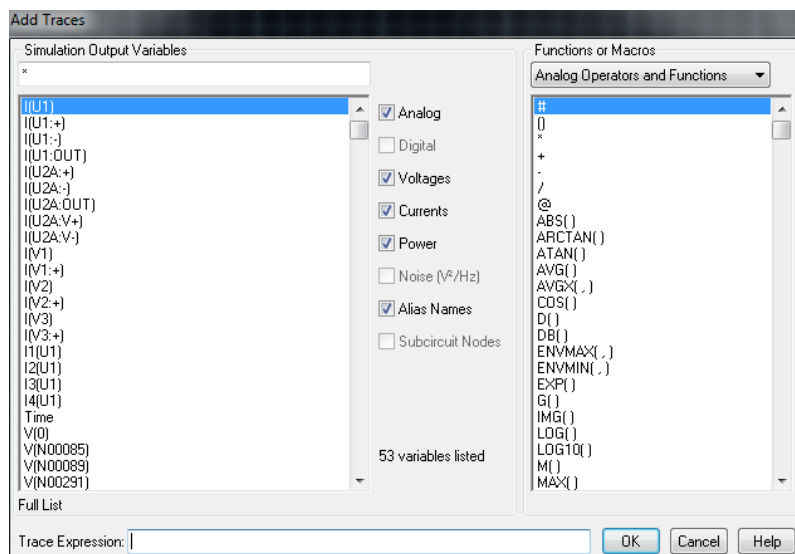


Et Bodeplot har overvejende rette linjer i grafen. I knækket, der dog er lidt rund, er frekvensen af en sådan størrelse, at modstanden  $X_c$  i kondensatoren  $C$  er faldet til samme størrelse som modstanden  $R$ . Efter knækket falder forstærkningen 20 dB / Dekade.

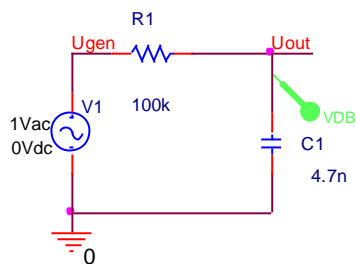
Grafen er her tegnet ved i ORCAD's Graf-vise-vindue at vælge , eller Trace > Add Trace, for at skrive et udtryk for grafen.

I nederste vindue kan man indtaste et matematisk udtryk for den graf, man ønsker tegnet.

Alle beregnede variable er vist til venstre, og til højre kan de matematiske operatører vælges.

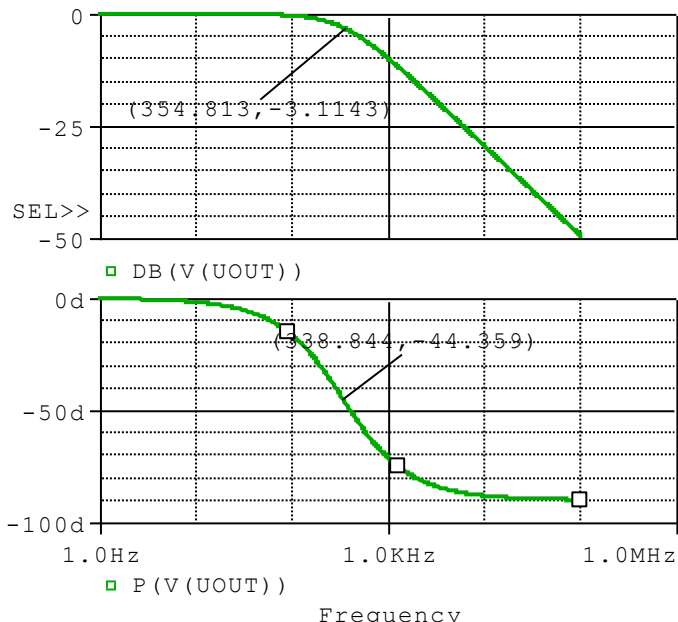


Et Bodeplot er en ideel måde at hvordan et kredsløb opfører sig ved forskellige frekvenser. Her er vist grafer for et RC-led. Kredsløbet kaldes også for et Lavpasled, da de høje frekvenser dæmpes!



Ved lave frekvenser er  $X_c$  meget stor. Forstærkningen er 1 gange, som er lig med 0 dB.

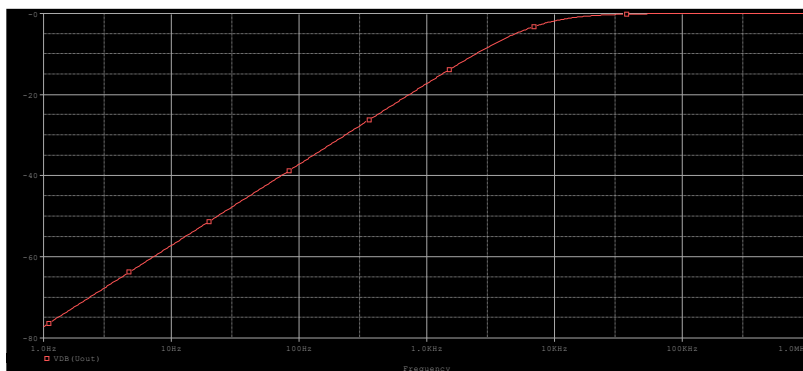
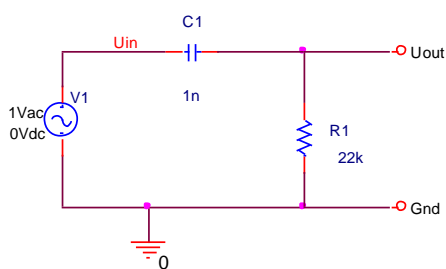
Ved høje frekvenser "kortsluttes"  $U_{out}$  af kondensatoren, og udgangssignalet dæmpes. Forstærkningen falder. I knækket er forstærkningen faldet 3 dB.



Øverste graf har på Y-aksen kredsløbets forstærkning i dB. Her under 1 gange, dvs. 0 dB. Nederste graf viser fasedrejningen for  $U_{out}$ . Ud ad X-aksen er stigende frekvens, i logaritmisk skala.

## CR-Led:

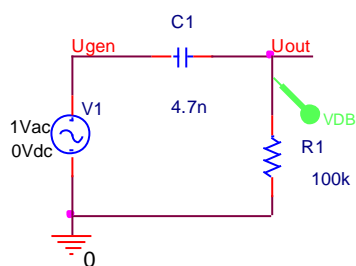
Laves det samme for et CR-led fås:



**Bodeplot af CR-led**

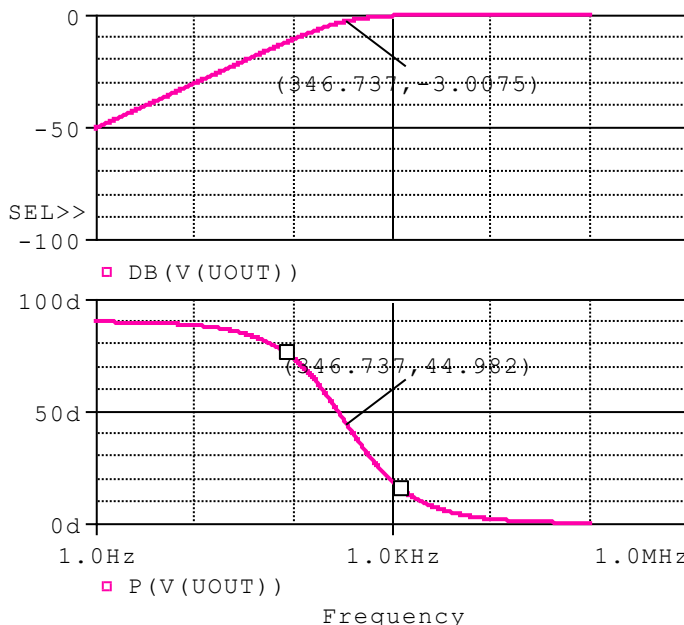
Her er kondensator og modstand ombyttet, - og kondensatoren er lidt mindre.

For høje frekvenser ses, at signalet ikke dæmpes. Da vil kondensatoren jo også "virke som en kortslutning", dvs. udgangssignalet er lig indgangssignalet.



Her vises et CR-leddet.

Det kaldes også et højpas-led.



## Frekvensafhængig forstærker:

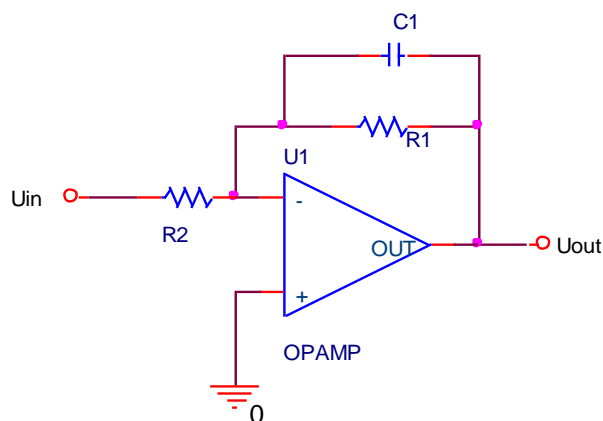
Her er vist to frekvensafhængige forstærkere. Først en inverterende, så en ikke inverterende.

### Inverterende frekvensafhængig forstærker.

Parallelt over R1 sidder en kondensator. En kondensators modstand falder ved stigende

$$\text{frekvens. } X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \text{ Ohm.}$$

Dvs. at tælleren i overføringsfunktionen formindskes ved stigende frekvens.



Forstærkningen er udtrykt ved: 
$$A' = - \frac{\text{Tæller}}{\text{Nævner}} \quad \text{Tæller er lig } X_c // R1, \text{ og nævneren} = R2$$

Tælleren består af en modstand med en kondensator monteret parallel. I en parallelforbindelse er det sådan, at den totale modstand altid er mindre end den mindste. Hvis den største modstand er meget større end den mindste, vil den totale modstand ligge meget tæt på den mindste, men dog lidt mindre. Man kan sige, at det er den mindste modstand, der dominerer.



Ved en bestemt frekvens, må  $X_c$ , dens modstand, være faldet i værdi, så den er lig  $R_1$ . Ved denne frekvens burde forstærkningen tilsyneladende være faldet til ca. det halve. Burde, fordi det ikke er helt rigtigt, fordi der optræder noget, der hedder fasedrejning. Herom senere!!!

Opgave:

Simuler ovenstående kredsløb med ORCAD.  $R_1 = 100 \text{ K}$ ,  $R_2 = 4,7 \text{ K}$ , og  $C_1 = 470\text{p}$

Vælg først en VSIN, dvs. en sinusgenerator. Vælg forskellige frekvenser. Iagttag  $U_{out}$ .

Dernæst udskift generatoren med en VAC. Det er en speciel sinus-generator, der kan Sweep'es. Dvs. lave analyser af kredsløbets respons, ( opførsel ) ved forskellige frekvenser i samme simulering. Opsæt et AC-Sweep, fra 1Hz til 1meg, vælg 100 points / decade.

Sæt en Voltage-marker på udgangen og iagttag  $U_{out}$  ved høje frekvenser.

Vælg i stedet for Voltage-Markeren en marker fra menuen PSPICE / Markers / Advanced / dB Magnitude of Voltage. Markeren kan kun vælges, hvis der er opsat et frekvenssweep.

Denne marker kræver, at indgangssignalet er 1 Volt. Markeren tegner en graf for udtrykket:

$$20 \cdot \text{Log}_{10} \left( \frac{U_{out}}{U_{in}} \right)$$

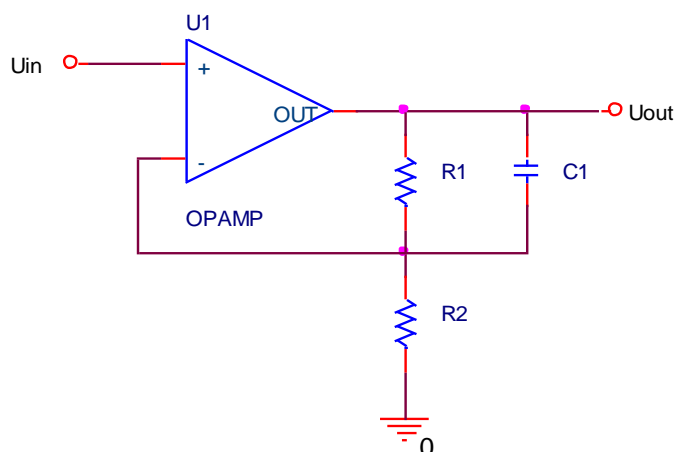
Grafen kaldes et Bodeplot.

Monteres der en kondensator i serie med  $R_2$ , indses, at de lave frekvenser dæmpes !!

Test med ORCAD !

**Non Inverting selektiv forstærker.**





Analyseres dette kredsløb, ses igen, at tælleren bliver mindre ved stigende frekvens.

Overføringsfunktionen er:

$$A' = 1 + \frac{\text{Tæller}}{R_2}$$

1-tallet bevirker, at forstærkningen ikke kan blive mindre end 1 gange !!

Simuler. R1 = 180 K, R2 = 6,8K, C1 = 470 PF

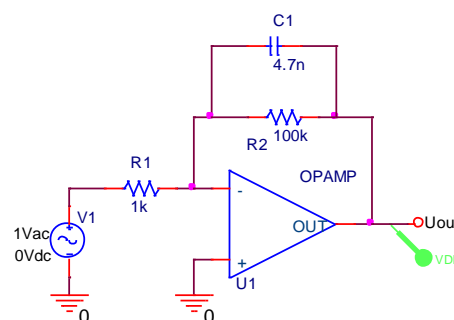
I Bodeplottet sås, at der i knækket er en afvigelse på ca. 3 dB. For at forstå det, må der arbejdes lidt med at forstå hvorfor – og hvad det betyder, at der er fasedrejning på 90 grader imellem spænding og strøm i en kondensator.

Herom senere !!

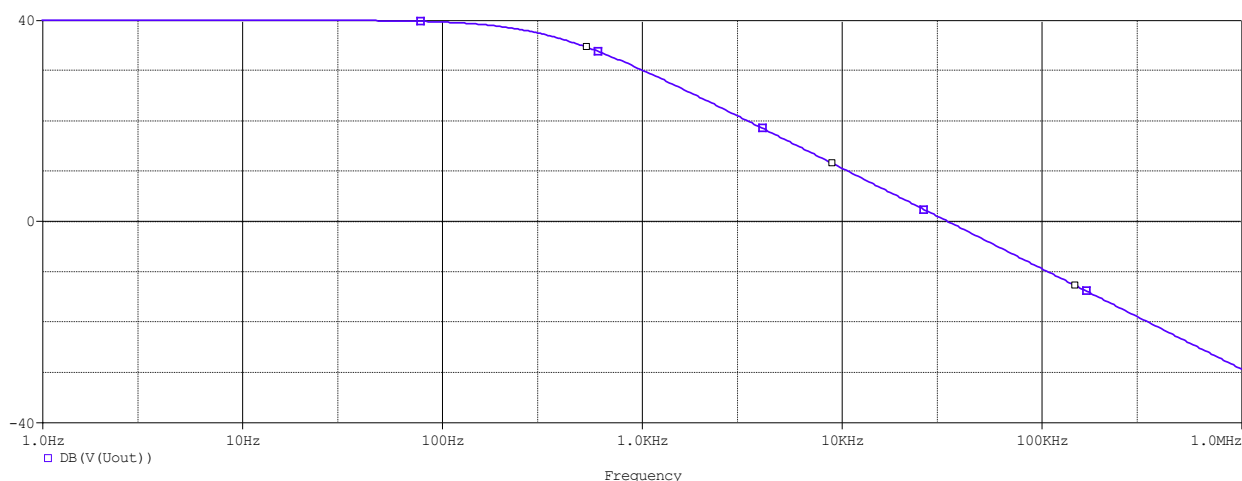
## Der ses nu igen på følgende forstærker-kredsløb:

Der findes, at ved den frekvens, hvor  $X_{c1}$  er faldet til R1, er forstærkningen faldet til 0,707 gange det oprindelige.

På kredsløbet er der sat værdier på, og der laves en simulering i ORCAD.



Der er sat en MARKER på, der viser et BODEPLOT, en graf for forstærkningen, og der udføres et AC-sweep fra 1 Hz til 1 MegaHz.



Grafen viser forstærkningen i dB, dvs.

$$20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{out}}{U_{in}} \right)$$

Grafen har dB opad, og frekvensen ud ad X-aksen. X-aksen, eller frekvensskalaen er logaritmisk. Hældningen på grafen er over knækket lig med  $-20$  dB pr. dekad.

Grafen vil i et Bodeplot, som vist ovenover, bestå af stort set rette linjer. Kun omkring knækket er forstærkningen faldet til  $0,707$  gange det oprindelige.  $0,707$  gange er lig  $-3$  dB.

$$20 \cdot \log_{10}(0,707) \sim -3$$

Dvs. at i knækket, ved overgangsfrekvensen, er forstærkningen faldet  $3$  dB.

Normalt kan man godt tegne et Bodeplot bare med rette linjer. Bare man ved, at man laver en – lille – fejl, er det OK.

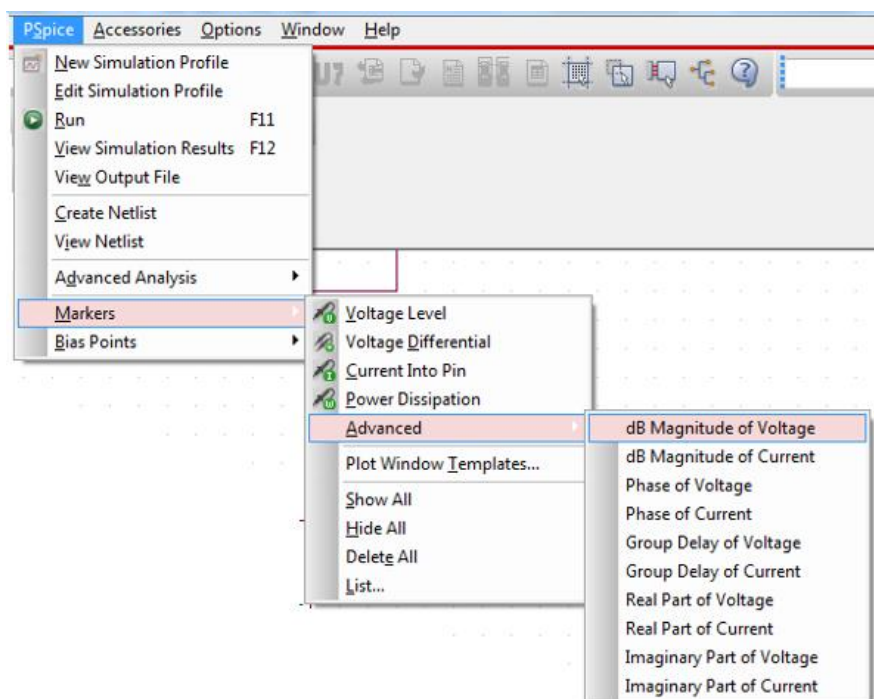
Vælges også at tegne fasedrejningen ses, at ved lave frekvenser er fasedrejningen  $180$  grader. Ved knækket,  $f_0$ , er der en fasedrejning på  $-45$  grader i forhold til før. Altså  $135$  grader. Og ved høje frekvenser er fasedrejningen faldet til  $90$  grader.



ORCAD's marker til at vise Bodeplot kan findes som vist:

Det er en betingelse, at der først er sat et AC-sweep op!!

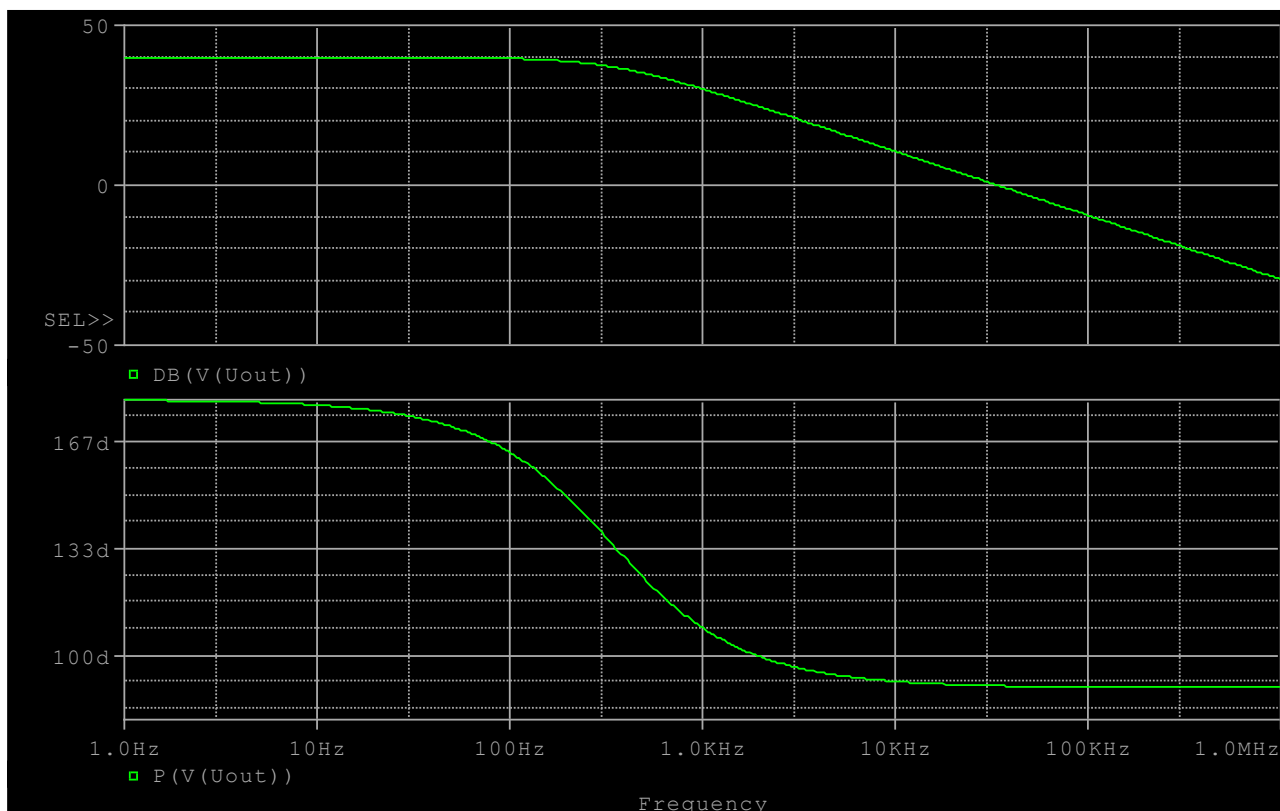
Og det er betingelsen, at det påtrykte signal er på 1 Volt.



## **Bodeplot generelt:**

Et Bodeplot viser en forstærkers forstærkning ved forskellige frekvenser. Ovenfor så vi ved hjælp af vektordiagrammer, at fasedrejningen ændres ved stigende frekvenser.

ORCAD kan også tegne graf for udgangens fasedrejning som funktion af frekvensen. Det ses herunder.



Øverst ses fasedrejningen for et kredsløb. Nederst graf for forstærkningen i dB. Hældningen på forstærkningen er  $-20 \text{ dB / Decade}$  ved frekvenser over knæfrekvensen.

I Probe kan skærmen deles op i to grafvinduer. Vælg Plot / Add Plot to Window.

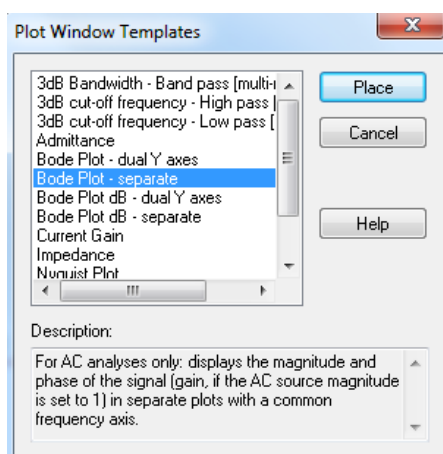
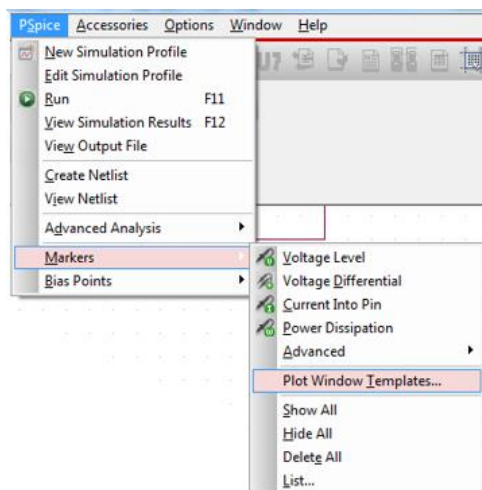
Herefter har man to grafvinduer. Den aktive er markeret med SEL>>. Der kan skiftes ved at klikke til venstre for graferne.

I det tomme vindue ønskes en graf af fasedrejningen. Der vælges Trace / Add Trace, og der vælges i højre side: P( ). P står for Phase !. I parentesen skal placeres udtrykket for Uout. Find den til venstre.

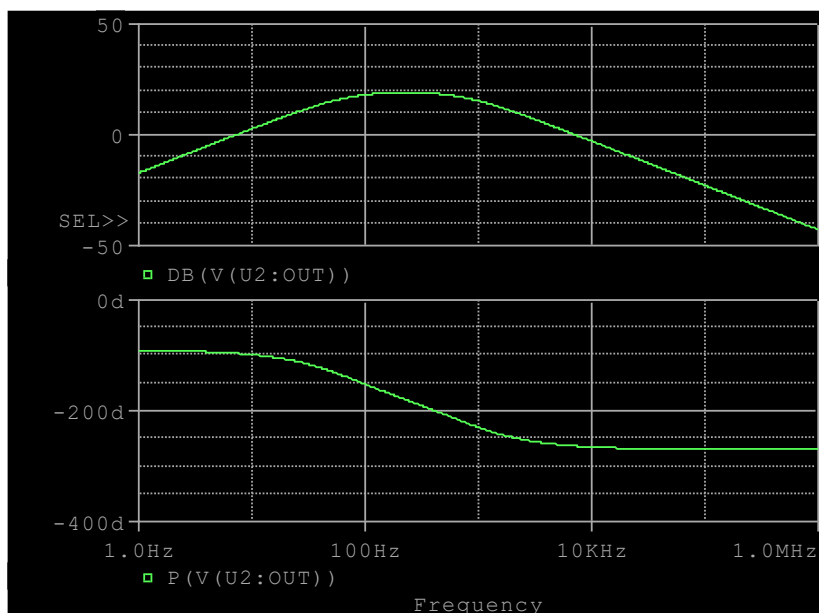
## Plot Templates



Det er også muligt, direkte at få vist de to grafer i PSPICE. Vælg følgende marker: Pspice / Markers / Plot window template / Bodeplot dB-Separate



Til højre ses et eksempel på graferne i Plot-vinduet for et kredsløb.



## Båndpas forstærker, non invertning

En båndpasforstærker er en forstærker, der forstærker et frekvensbånd, dvs. frekvenser mellem en lavere og en højere frekvens mere. Et såkaldt bånd. Frekvenser udover frekvensbåndet forstærkes mindre.

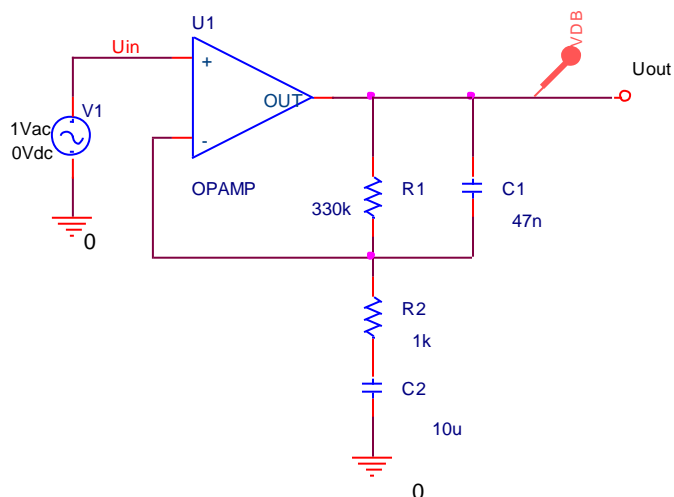


Opbyg følgende i ORCAD. Analyser, og beskriv.

Ved meget lave frekvenser er  $X_{C2}$  meget stor. Faktisk en afbrydelse. Derfor er forstærkningen lig 1 gange.

Efterhånden som frekvensen stiger, falder  $X_{C2}$ , og kommer på et tidspunkt ned på 330 Kohm. Herved må forstærkningen være ca. 2 gange. ( der er jo et 1-tal i overføringsfunktionen for kredsløbet. )

Når  $X_{C2}$  kommer ned under værdien af  $R2$ , dvs. = 1 K, bliver dens værdi ubetydelig, og forstærkningen stiger ikke mere.



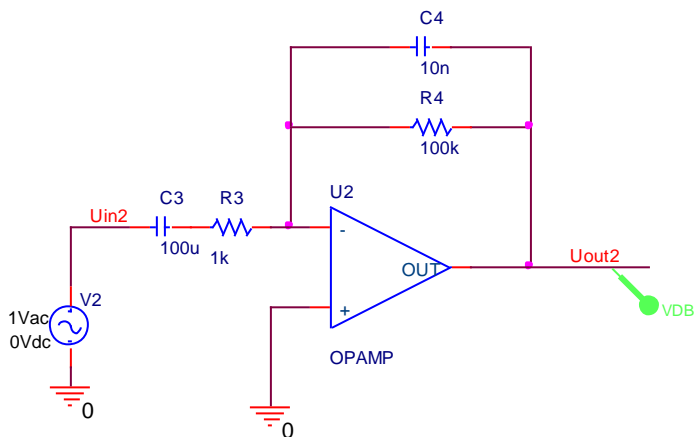
$$A' = 1 + \frac{R \text{ Parallel med } X_{C1}}{R2 + X_{C2}}$$

Ved endnu højere frekvenser begynder  $X_{C1}$  at gøre sig gældende. Den er en parallelforbindelse med  $R1$ . Når den kommer ned på 330 Kohm, begynder forstærkningen at falde igen.

Prøv at sætte to identiske kredsløb efter hinanden.

## Båndpass forstærker, Inverterende

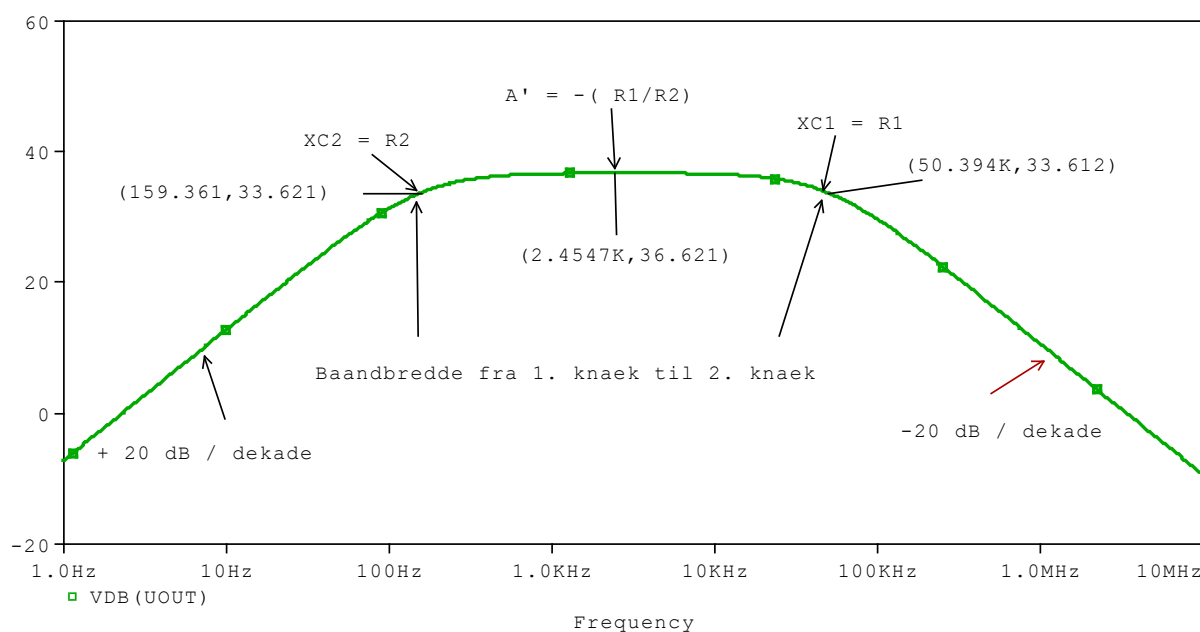
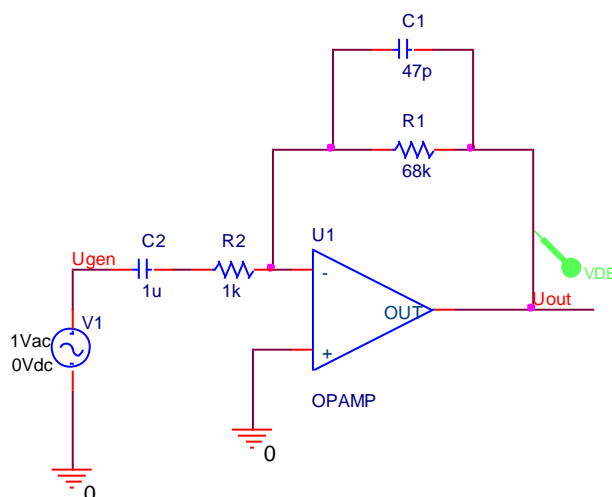
Beskriv dette kredsløb. Opbyg, og afprøv med ORCAD.



## Generelt: Inverterende forstærker



For diagrammet til højre er nedenfor vist et Bodeplot, med tilhørende knæk.

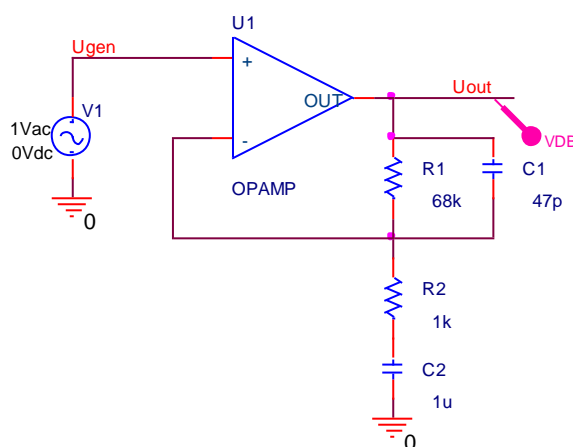


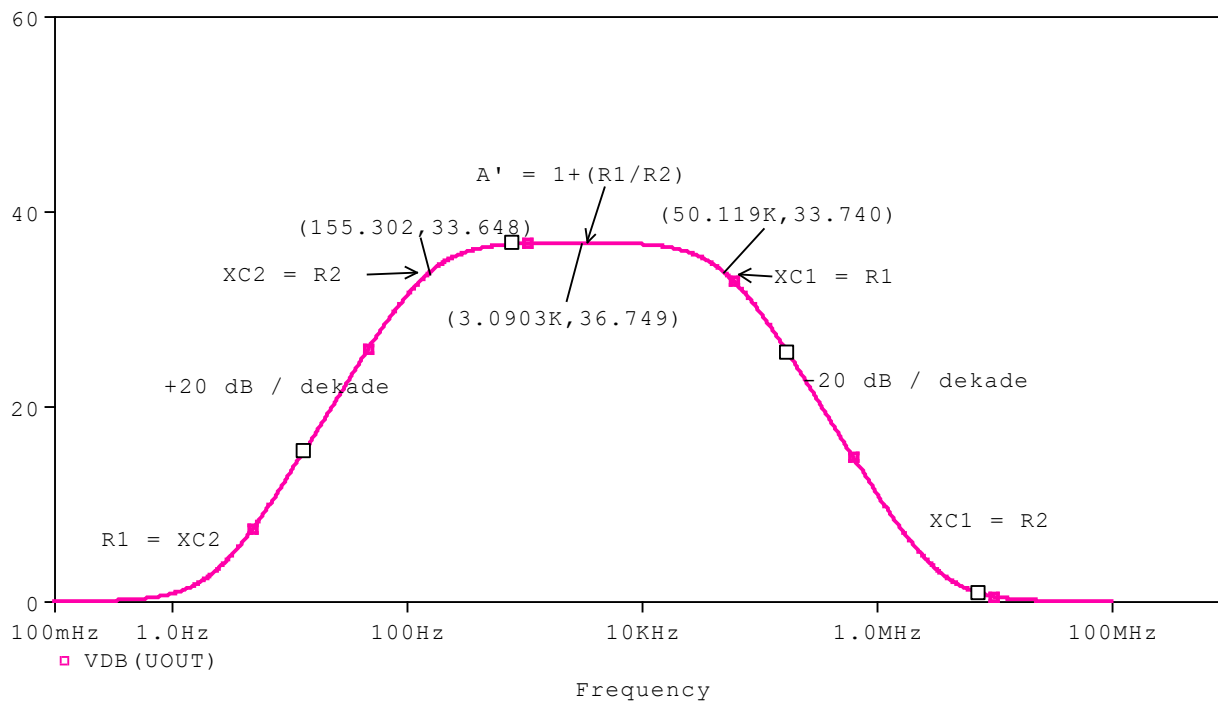
## Generelt om Non inverting forstærker:

Nedenunder ses Bodeplottet for forstærkeren til højre.

Ved meget lave frekvenser er forstærkningen 1 gang, = 0 dB, fordi C2 er uendelig stor.

Ved meget høje frekvenser er C1 kortsluttet, hvorfor forstærkningen her også er 1 gang, = 0 dB.





## Begrebet Fasedrejning:

### Fasedrejning i en kondensator og betragtninger vedrørende RC-led.

Følgende er nogle betragtninger, der gerne skulle føre frem til en forståelse af forholdene omkring kondensatorers og spolers frekvensafhængighed, og deres virkninger i et kredsløb ved vekselspænding.

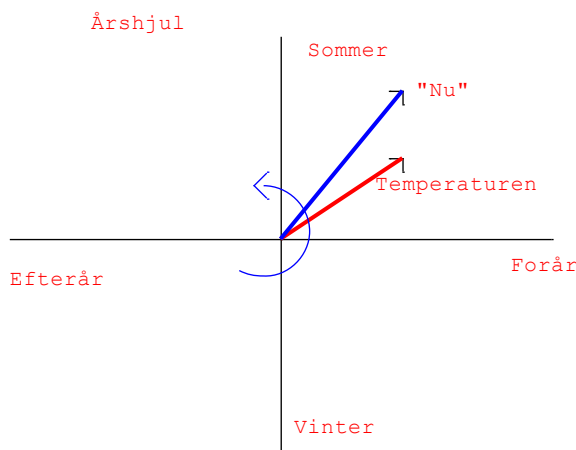
Når modstande og kondensatorer blandes, vil der opstå fasedrejning af signalet. Fasedrejning betyder, at strøm og spænding ikke følges ad tidsmæssigt.





Noget svarende til, at sommeren ikke er varmest omkring midsommer, men er forskudt tidsmæssigt bagud. Og vinteren også.

Et andet eksempel er vores døgnrytme. Vi er ikke vågne symmetrisk om kl. 12 middag.



Først betragtes en modstand, dernæst en kondensator, sidst en kombination:

## Modstand:

Fasedrejning, Modstand:

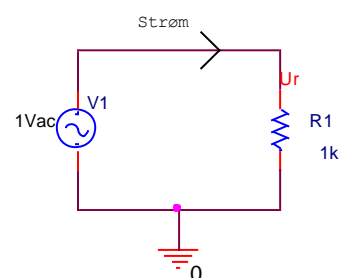
Tilsluttes en sinus - spændingsgenerator direkte til en **modstand**, ses, at der går en vekselstrøm gennem modstanden.

Generatoren pumper ladningerne frem og tilbage. Det er de samme elektroner, der bare skubbes lidt frem og tilbage. Og de løber kun ganske kort, langt under 1 mm. Men alle elektroner skubber til de næste osv. lige som en række togvogne.

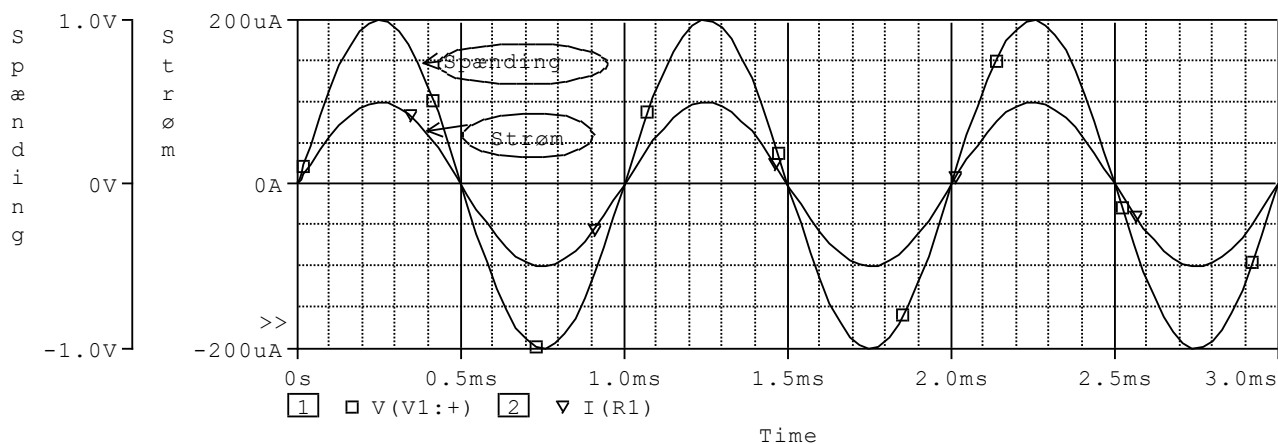
Generatoren genererer vekselspænding, og den pumper ladningerne frem og tilbage gennem modstanden. Det er de samme elektroner, der skubbes. Og de løber kun ganske kort, under 1 mm. Men alle elektroner skubber til de næste osv. lige som en lang række togvogne.

Dvs. at når sinus-spændingen er positiv, er strømmen positiv, og når sinus-spændingen er negativ, er strømmen også negativ. Når spændingen er størst, vil strømmen også være størst.

Og i spændingens nulgennemgang, hvor spændingen jo er nul, vil strømmen også være nul.

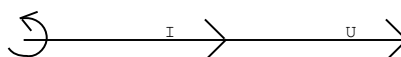


Man siger, at strøm og spænding er i fase. De er der samtidig. Og de er nul samtidig. Som det ses af følgende graf:



Plot af Spænding og strøm i fase Fasedrejning  $\phi = 0$ . Det ses, at frekvensen er 1 KHz, dvs. 1 hel svingning på 1 mS

På vektordiagramform ser situationen således ud!

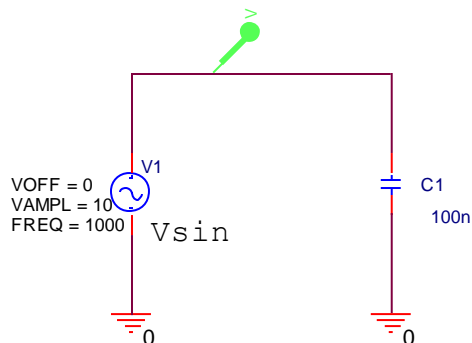


Vinklen mellem spænding og strøm kaldes fasedrejning, og benævnes med  $\phi$ ,  $\varphi$ . Vinklen er 0 grader.

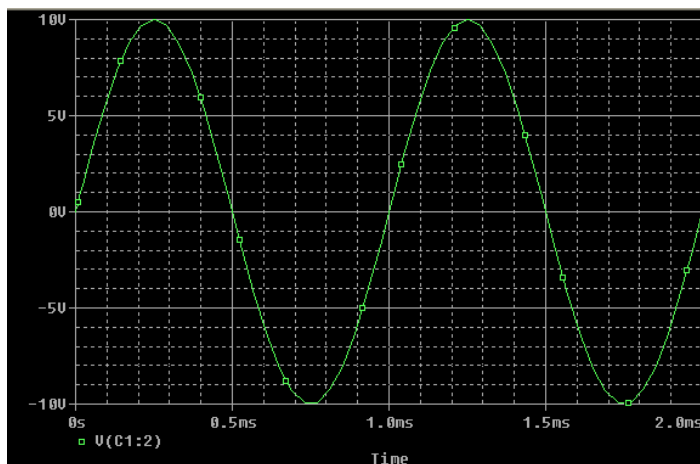
## Herefter ses på en kondensator tilsluttet en spændingsgenerator:

Fasedrejning, Kondensator:

Sættes en sinus spændingsgenerator, uendelig god, direkte til en kondensator, vil kondensatorens spænding til enhver tid være den samme som generatorens. Der er ingen modstand til at bremse ladningerne. Dvs. strømmens flow, så opladningen af kondensatoren sker lynhurtigt. Der er uendelig strøm til rådighed.



Her ses en kondensator, der påtrykkes en spænding fra en sinus-generator. Det er en vekselspænding, - så der må også løbe en vekselstrøm.





Matematisk kan vekselspændingen udtrykkes ved:

$$u(t) = U_{\max} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{hvor} \quad \omega = 2\pi f$$

Sinus-spændingsgeneratoren ( uendelig god ), er sat direkte til en kondensator. Kondensatorens spænding til enhver tid være den samme som generatorens. Der er ingen modstand til at bremse ladningerne / strømmens flow, så opladningen af kondensatoren sker lynhurtigt. Der er uendelig strøm til rådighed.

$U_C$  er altså lig  $U_{\text{gen}}$ . Altså når  $U_{\text{gen}}$  er i max, er  $U_C$  også i max.

Den strøm, der løber til kondensatoren, bruges til at lade kondensatoren op, så kondensatorens spænding hele tiden er lig generatorens. Dvs. der går en strøm, når der er en spændingsændring. Når generatorens spænding ændres, skal der jo flyttes ladninger, for at kondensatorens spænding bliver den samme. Når nu generatorens spænding er i top, sker der ingen spændingsændring. Dvs. der ikke skal flyttes ladninger til eller fra kondensatoren.

Altså, strømmen er 0, når  $U_{\text{generator}}$  er i top. – Og det må også være sådan, at ved den største spændingsændring, dvs. i generator-spændingens nulgennemgang, må strømmen være størst.

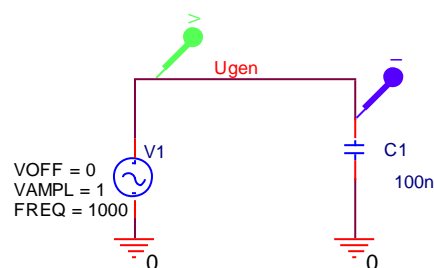
Matematisk kan det udtrykkes ved:

$$I \cong \frac{dU}{dt} \cdot K$$

$K$  er en konstant, her afhængig af kondensatorens størrelse. Jo større kondensator, jo flere ladninger skal flyttes, for at ændre dens spænding. Og tillige afhængig af frekvensen.

$U_C$  er altså lig  $U_{\text{gen}}$ . Altså når  $U_{\text{gen}}$  er i max, er  $U_C$  også i max.

Men kondensatoren skal jo oplades / aflades for at spændingen over den kan ændres. Og til opladning / afladning kræves, at der flyttes elektroner / ladninger, dvs. at der går en strøm.



**Generatoren forbundet til en kondensator.**

Dvs. at hvis spændingen over kondensatoren ændres, må der gå en strøm. Og hvis spændingen skal ændres meget på kort tid, må der en ”stor” strøm til.

Det betyder også, at hvis der ikke ændres på spændingen over kondensatoren, går der ingen strøm.



Dette sker jo hvis hældningen på den påtrykte sinus er 0. dvs. at  $\frac{d(U_C)}{dt} = 0$ . Og dette sker netop i toppunktet og i bunden.

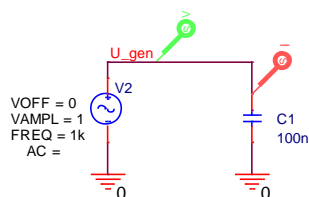
Altså ses, at når

$$\frac{dU}{dt} = 0$$

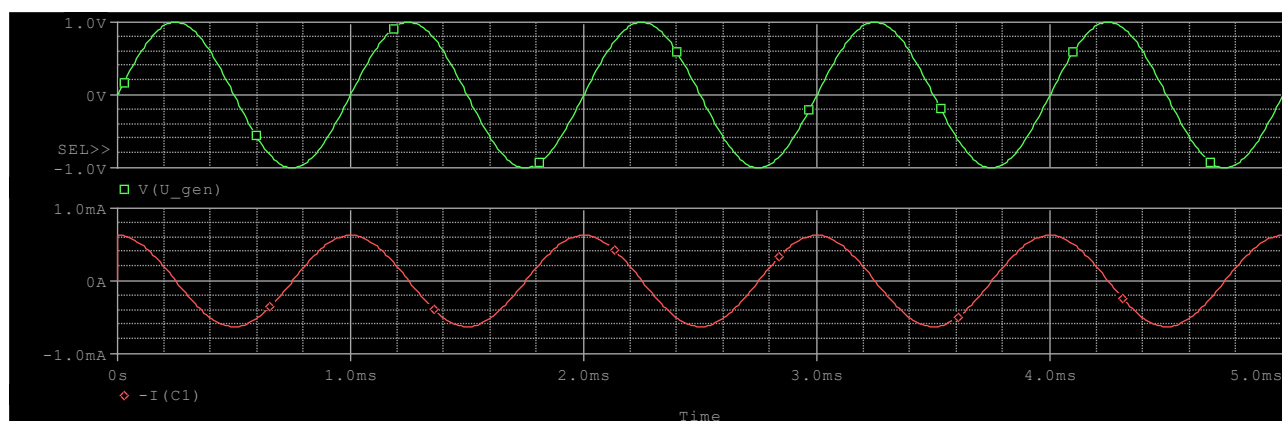
må strømmen  $I$  være = 0.

Altså hvis sinusspændingen er i top, vil strømmen  $I_c$  være 0.

Tilsvarende når generatorspændingen  $U_C$  krydser 0 Volt, vil spændingsændringen og dermed hældningen  $\frac{d(U_C)}{dt}$  være størst, og dermed må spændingsændringen over kondensatoren også være størst. Og altså også strømmen  $I_c$  der går til eller fra kondensatoren.



På en graf ser det ud som på følgende:



Graf for spænding og strøm i en kondensator.  $\Phi = 90$  grader

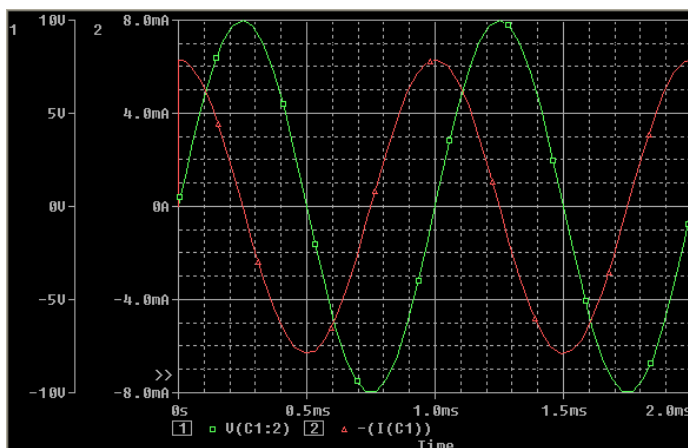


I grafen til højre er nu også vist strømmen til kondensatoren. ( Den røde ) Strømmen hen til kondensatoren regnes positiv.

Det ses, at strømmen  $I$  er 90 grader forud for spændingen. Når man "går" ud ad X-aksen, møder man først  $I$ -grafene, og efter 90 grader  $U$ -grafene.

Der optræder en faseforskydning, eller en fasedrejning mellem strøm og spænding.

( den påtrykte spænding er 10 Volt her )



I grafen ovenfor af  $U_c$  og  $I_c$ , med tiden ud ad X-aksen, vil først  $I_c$  krydse 0 [V] på vej ned, og 90 grader senere krydser  $U_c$  0 [V] på vej nedad. Tilsvarende på vej opad.  $U_c$  er altså 90 grader bagefter  $I_c$ , eller  $I_c$  er 90 grader foran  $U_c$ . Fasedrejningen  $\varphi = 90$  grader.

For at huske at strømmen er foran spændingen, kan anvendes huskereglen med navnet ELICE. Omkring C`et ses at "I" er før "E". Egentlig bruges U for spændingen, men tidligere brugtes E. Derfor burde hun hedde ULICU. ( I en spole ( L ) er U før L, og I efter L. )

Efter et spændings-toppunkt falder spændingen, og kondensatoren må følgelig aflades. Altså er strømmen på vej ud af kondensatoren, hen mod generatoren. Hvis strømmen hen til kondensatoren regnes positiv ses, at efter et spændingstop er strømmen til kondensatoren negativ.

Og i spændingens nulgennemgang er dens hældning størst, positiv eller negativ, og derfor er spændingsændringen størst og der skal flyttes flest elektroner pr tidsenhed ud af eller ind i kondensatoren. Følgelig må strømmen være størst her.

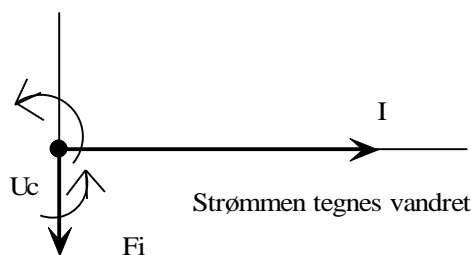
Altså må der, som der ses på grafen, være en forskydning mellem strøm og spænding på 90 grader. Og strømmen er 90 grader før spændingen. En hel svingning er jo 360 grader.

Tegnes en graf af  $U_c$  og  $I_c$  som ovenfor, med tiden ud ad X-aksen, vil først  $I_c$  krydse 0 [V] på vej ned, og 90 grader senere krydser  $U_c$  0 [V] på vej nedad.  $U_c$  er altså 90 grader bagefter  $I_c$ . Eller  $I_c$  er 90 grader foran  $U_c$ . Fasedrejningen  $\varphi = 90$  grader.

For at huske at strømmen er foran, kan anvendes navnet ELICE. Omkring C`et ses at "I" er før "E". Egentlig bruges U for spændingen, men tidligere brugtes E. Derfor burde hun hedde ULICU. ( I en spole ( L ) er U før L, og I efter L. )



På vektorform ser det således ud. Vektorene drejer venstre om. Man står et sted og venter, og den første vektor, der ankommer, er strømmen. 90 grader efter kommer spændingen. Fasedrejningen eller faseforskydningen er 90 Grader.



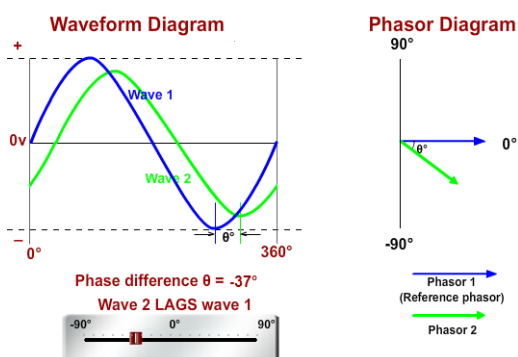
**Strømmen er 90 grader forud for den påtvkte spænding.**

I dagligdagen kender vi fx faseforskydning fra årstiderne. Det er ikke koldest ved 21 december, der er den korteste dag, og ikke varmest til Sct. Hans. Temperaturen er forskudt bagud et par måneder.

Og vores døgnrytme er forskudt. Vi står jo ikke op og udnytter de første lyse timer. Og vi er vågne til sent aften.

Englænderne er forskudt bagud i forhold til os, men forud i forhold til USA !!

Se animation:



[http://www.learnabout-electronics.org/ac\\_theory/ac\\_ccts\\_53.php](http://www.learnabout-electronics.org/ac_theory/ac_ccts_53.php)

## Modstand og kondensator i serie

Fasedrejning, RC-Led

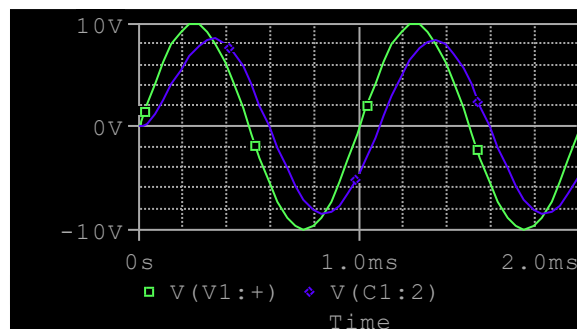
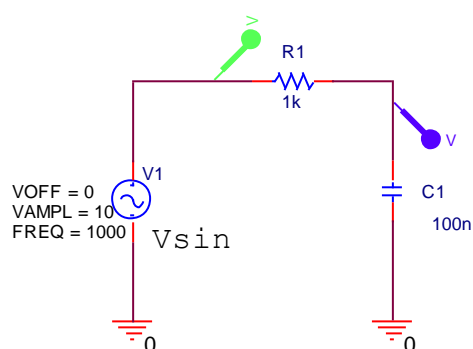
Forbindes en serieforbindelse af en modstand og en kondensator, - et RC-led, - til generatoren haves en mellemting mellem en ren ohmsk belastning og en kapacitiv belastning. Alt afhængig af frekvensen.

Når man nu sætter modstande og kondensatorer sammen, kan modstandene ikke adderes direkte, fordi strøm og spænding ikke er i fase i kondensatoren. Det er de i modstanden!

For at analysere situationen, kan man bruge vektordiagrammer. Vektorer afbilder spændingen over modstanden og over kondensatoren.

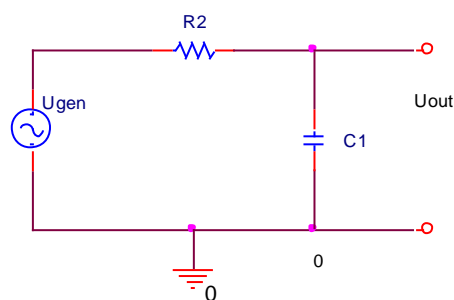


Først ses her Orcad-simulering.



En serieforbindelse bestående af en modstand og en kondensator påtrykkes en sinus-spænding.

Den påtrykte spænding deler sig mellem modstanden og kondensatoren, og idet kondensatorens modstand er frekvensafhængig, må der også være et frekvensafhængigt forhold mht. spændingsdelingen.



**Generatoren påtrykker RC-leddet en sinus-spænding.**

Strømmen  $I$  er ens i de to komponenter. Når der går en strøm i den ene, går der også strøm i den anden. Der kan ikke ophobes ladninger! Strøm ophobes ikke. Der kan måles lige stor strøm hele vejen rundt i kredsløbet.

Størrelsen af strømmen  $I$  er afhængig af modstanden, generatoren ser ind i. Og modstanden er igen afhængig af generatorens frekvens, idet kondensatorens modstand  $X_c$  jo er frekvensafhængig.

Hvis en modstand ikke er ren ohmsk, kaldes den for en **impedans**.

Ved ren ohmsk belastning ville strøm og spænding være i fase, dvs. at når spændingen er på sit højeste, er strømmen det også. Og når spændingen er 0, er strømmen også 0. Fasedrejningen  $\varphi$  er 0 grader. ( Dette er vist tidligere )

I vektordiagrammet afsættes ved ren ohmsk belastning både strøm og spænding ud af samme akse vandret til højre og vinklen mellem dem er 0 grader.

Men nu er der en **“ikke ohmsk”** komponent med. Dvs. at strøm og spænding ikke længere er i fase.

I et vektordiagram – se nedenfor - afsættes den, der er “ens”, altid vandret til højre. I en serieforbindelse er det strømmen, der er ens – eller fælles. Strømmen går jo gennem begge komponenter samtidigt.

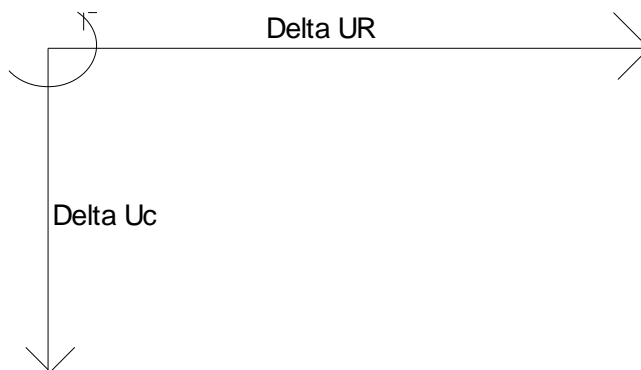


Spændingen over modstanden  $U_R$  er altid i fase med strømmen og afsættes ud ad X-aksen i fase med strømmen. I kondensatoren er strømmen  $I_C$  90 grader foran spændingen  $U_C$  - og det betyder jo også, at spændingen er bagud for strømmen. 90 grader bagud.

Vektordiagrammet drejer mod uret. Man "står" så et sted, og ser, hvad der først kommer forbi. Derfor afsættes  $U_C$  lodret nedad, altså 90 grader bagud.

Reglen er, at den fælles størrelse tegnes vandret mod højre. I er fælles. Den går jo samtidig i modstanden og kondensatoren. Når der løber en strøm, er den samme størrelse og ens hele vejen rundt.

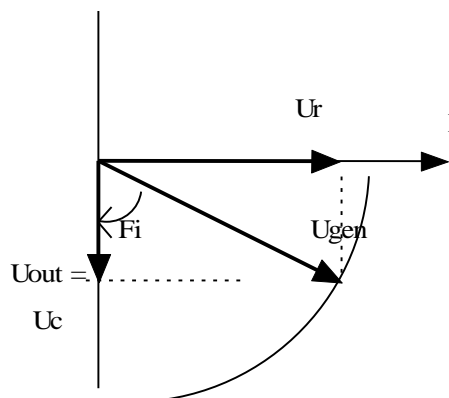
Strømmen  $I$  afsættes vandret ud ad X-aksen.  $\Delta U_R$  er i fase med strømmen, og sættes ud ad x-aksen.  $I$  er 90 grader foran  $\Delta U_C$ , altså er  $\Delta U_C$  90 grader bagefter  $\Delta U_R$ . Dette ser ud som her i et vektor-diagram.



Generatorspændingen deles mellem modstanden og kondensatoren. Dvs. at summen af  $U_R$  og  $U_C$  er lig  $U_{gen}$ .

Generatorspændingen  $U_{Gen}$  er den geometriske sum af  $U_R$  og  $U_C$ . Strømmen er altså foran den påtrykte generatorspænding.  $U_{OUT}$ , der er lig  $U_C$ , er bagud i forhold til generatorspændingen, altså haves en faseforskydning bagud eller "en negativ faseforskydning". Faseforskydningen er vinklen mellem  $U_{gen}$  og  $U_{OUT}$  og kaldes for "Fi".

Vektordiagram for  $U_R$ ,  $U_C$  og  $U_{GEN}$  i et RC-led.

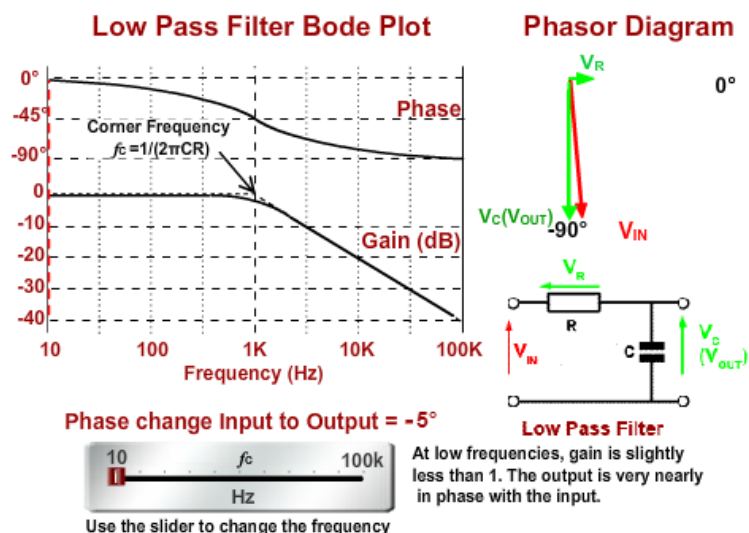


$U_{gen}$  er den påtrykte spænding. Dennes længde ændres ikke ved forskellige frekvenser. Den bestemmes jo af generatoren. Men fordelingen af spændingen over  $R$  og  $X_C$  ændres ved forskellige frekvenser.  $U_C$  bliver mindre ved højere frekvenser. Dvs. at vektoren  $U_{gen}$  vandrer / drejer fra næsten lodret cirkelformet op mod vandret mod højre omkring Origo ved stigende frekvens.





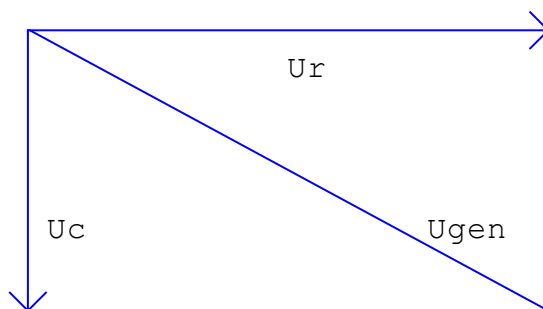
Se evt animation:



Kilde: [https://learnabout-electronics.org/ac\\_theory/filters83.php](https://learnabout-electronics.org/ac_theory/filters83.php)

Spændingerne skal adderes vektorielt, ( Pythagores ). Følgende forhold gælder:

$$U_{Gen} = \sqrt{U_r^2 + U_c^2}$$

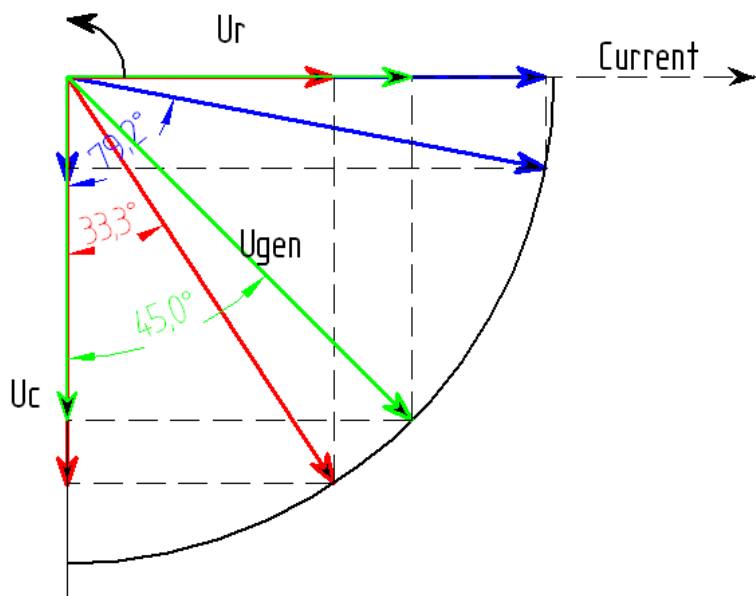


$U_{gen}$  er den påtrykte spænding. Dennes længde ændres ikke ved forskellige frekvenser. Den bestemmes jo af generatoren. Men fordelingen af spændingen over R og  $X_C$  ændres ved forskellige frekvenser.  $U_c$  bliver mindre ved højere frekvenser. Dvs. at vektoren  $U_{gen}$  vandrer eller drejer fra næsten lodret cirkelformet ved stigende frekvens op mod vandret mod højre, omkring Origo.

Dette er skitseret på følgende graf.

Den laveste frekvens er vist med rød farve. Kondensatoren er ikke "så meget kortsluttet" endnu, så der ligger en spænding over den som er næsten lige så stor som den påtrykte generatorspænding. Spændingsfaldet over modstanden er mindre.  $U_c$  og  $U_r$  vektorielt sammenlagt er lig  $U_{gen}$ .

Ved stigende frekvens når kondensatorens modstand  $X_c$  på et tidspunkt ned på en værdi, der er den samme som modstandens størrelse. Vist med grønne vektorer.



Og endelig, ved en større frekvens er kondensatorens  $X_c$  værdi faldet til en lille størrelse, så den næsten virker som en kortslutning. Den blå  $U_c$  er ikke så stor, derfor ligger den største spændingsfald over modstanden, idet der jo stadig gælder, at  $U_c$  og  $U_r$  vektorielt sammenlagt skal give  $U_{gen}$ .

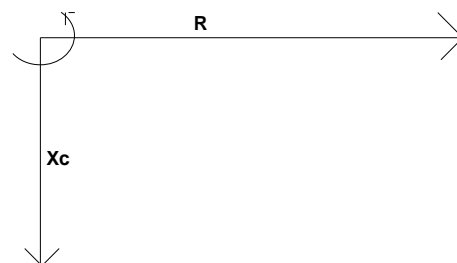
Det ses også, at i et R-C-led vil udgangsspændingen falde, ved højere frekvenser. Udgangsspændingen er lig spændingen over Kondensatoren, altså lig  $U_c$ .

Og det ses, at udgangsspændingen er faseforskudt bagud i forhold til den påtrykte spænding  $U_{gen}$ . Ved lave frekvenser er vinklen ( $\phi$ ,  $\phi_i$ ) ikke så stor, ved knæk-frekvensen (den frekvens, hvor  $U_c = U_r$ ) er  $\phi = -45^\circ$ , og ved endnu højere frekvenser nærmer fasedrejningen  $-90^\circ$ .

Hvis man dividerer gennem med  $I$ , fås idet

$$\frac{\Delta U}{I} = R$$

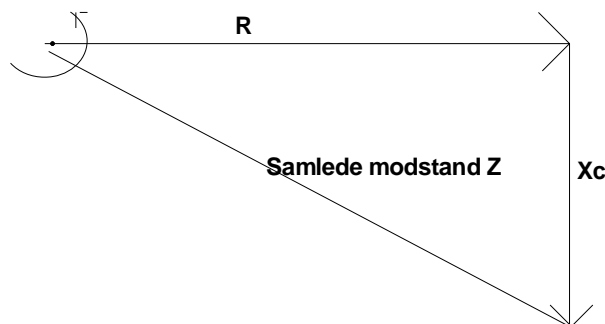
samme vektordiagram, men nu gældende for modstandene.



Også disse to vektorer kan adderes, for at finde den samlede modstand i R-C-leddet, set fra generatoren. Der fås følgende:

Den samlede modstand kaldes Impedans, når den ikke er ren OHMSK.

Den benævnes med et  $Z$ .



Modstanden i kondensatoren,  $X_c$  udregnes som

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Er størrelsen på modstanden og  $X_c$  lige store, må impedansen  $Z$  også kunne findes af:

$$Z = \frac{R}{\cos(45)}$$



Vektorerne kan også adderes som vektorer, ved hjælp af kompleks regning.

I en serieforbindelse som ovenfor findes, idet "j" udtrykker en retning vinkelret på X-retningen.

$$(R + j0) + (0 - jX_C) \text{ der udregnes til } (R - jX_C)$$

Mere herom senere!!

Dette er nøjagtig det, der er vist i vektordiagrammet ovenfor.

Den samlede modstand, dvs. de to vektorer adderet vektorielt, findes som:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

og fasedrejningen, eller vinklen mellem dem findes af:

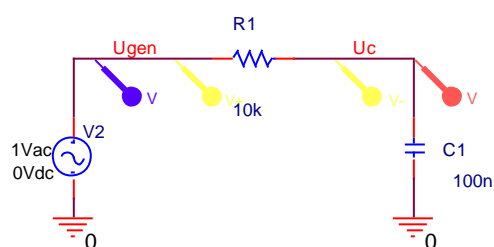
$$\varphi = \text{tg}^{-1}\left(\frac{-X_C}{R}\right)$$

ORCAD kan igen hjælpe os.

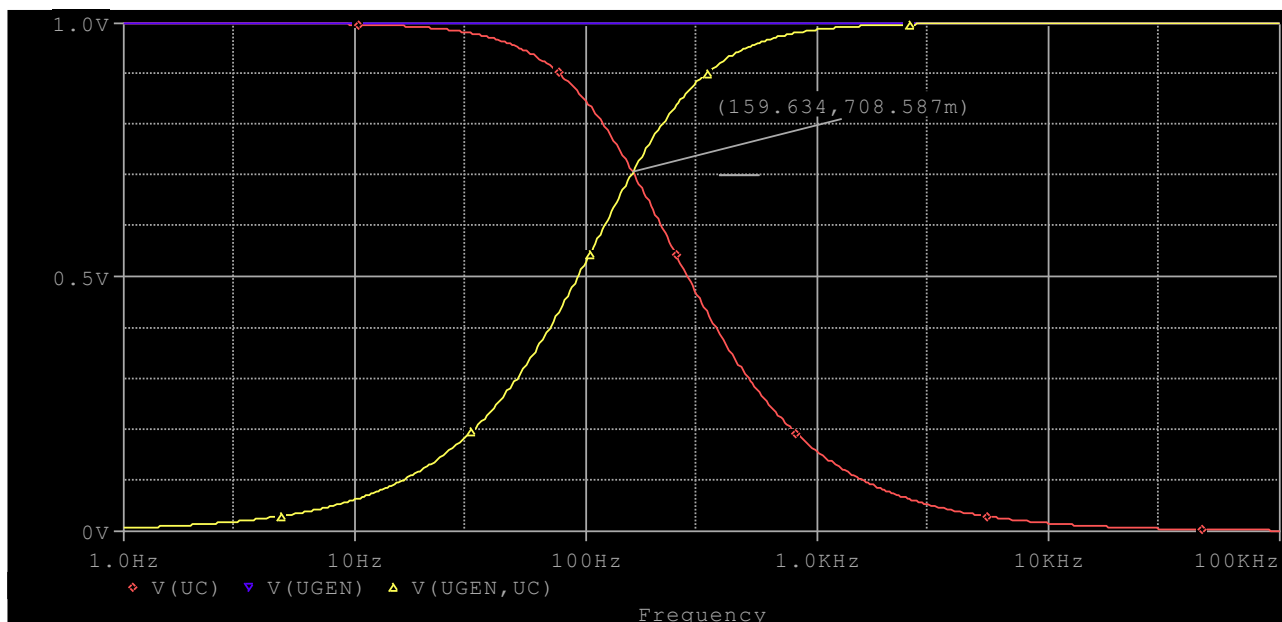
De gule markere er en spændings-difference-marker.



Eller vælg "Add Trace" og indtast Ugen minus Uc.

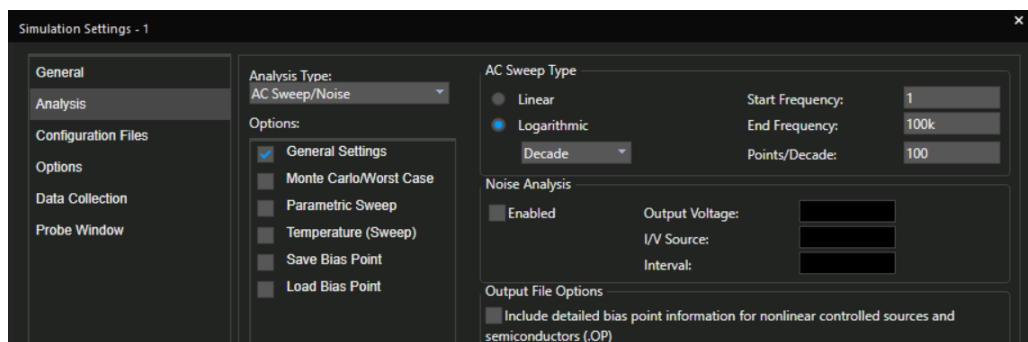


Graferne ser således ud.:



Bemærk, at hvis man adderer  $U_r$  og  $U_c$ , får man mere end den påtrykte spænding. Det er fordi de jo skal adderes vektorielt, da de ikke er i fase!

I opsætningen af simuleringen vælges et AC-sweep, og der angives startfrekvens og slutfrekvens.



Ved meget lave frekvenser er  $X_C$  meget stor, og næsten hele generatorspændingen kan måles over kondensatoren. Modstandens værdi er lille i forhold til  $X_C$ . Vektoren  $U_{gen}$  er næsten lodret. Strømmen  $I$  må være lille!

Stiger frekvensen, falder  $X_C$ , og vektoren  $U_{gen}$  drejer mod højre. Spændingen over  $X_C$  falder mens den stiger over modstanden.  $I$  må også blive større.

Ved en bestemt frekvens er  $X_C$  faldet til samme værdi som modstanden.  $X_C$  og  $R$  er lige store, og derfor også  $U_C$  og  $U_R$ .  $I$  er jo den samme i både modstand og kondensator. Sammenlagt vektorielt er de lig med den påtrykte spænding  $U_{gen}$ . Dvs. at  $U_{gen}$  må gå 45 grader ned mod højre.

Altså ses, at jo større  $U_C$  er i forhold til  $U_R$ , jo mindre vinkel. Den største  $U_C$  fås ved den laveste frekvens, hvor modstanden i kondensatoren jo er meget stor. Jo mere frekvensen stiger, jo mindre bliver impedansen i kondensatoren, og jo mindre bliver  $U_C$  - og vinklen  $\phi$  stiger.



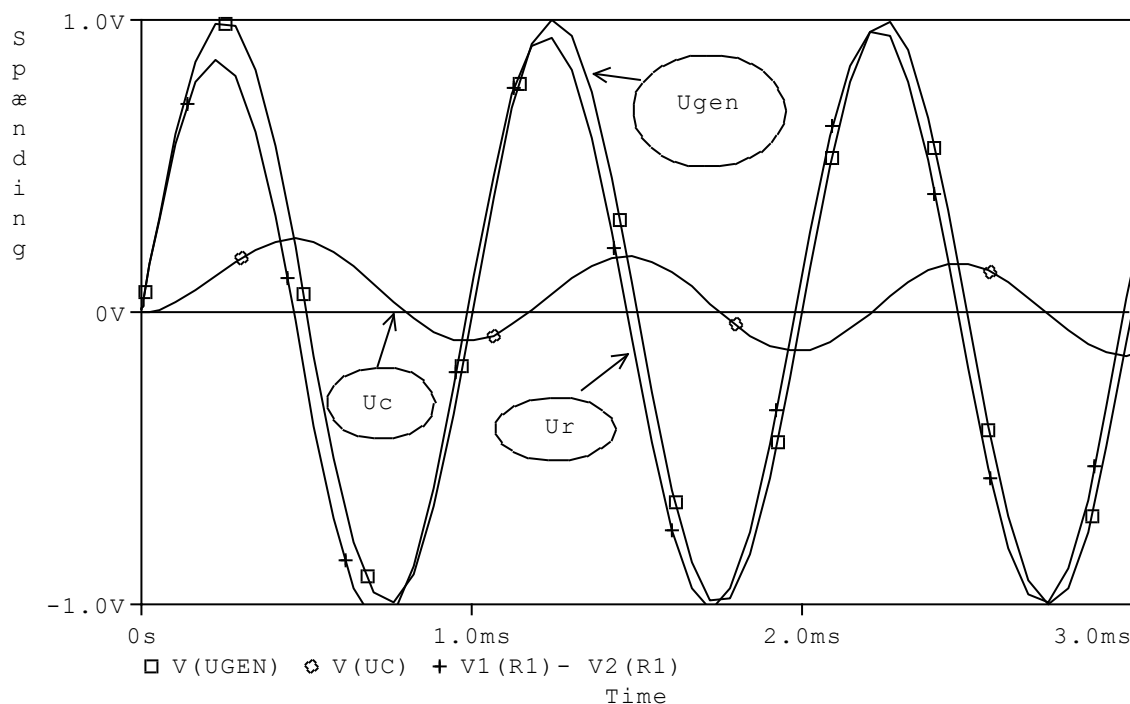
Den frekvens, hvor  $X_c$  er faldet til samme værdi som modstanden, kaldes overgangsfrekvensen, eller knækfrekvensen, eller  $f_0$ .

Ved overgangsfrekvensen eller knækfrekvensen  $f_0$  er kondensatorens modstand faldet til samme værdi som modstandens værdi, og  $U_c$  og  $U_R$  er lige store, og vinklen vil være 45 grader.

$U_{out}$  ses i vektordiagrammet at være  $U_{gen}$  gange  $\cos(45)$ , som også er  $\frac{U_{Gen}}{\sqrt{2}}$ , eller  $U_{gen}$  gange 0,707.

$$\tan(\phi) = \frac{\text{Modstående}}{\text{Hosliggende}} = \frac{U_R}{U_C} = \frac{R}{X_C}$$

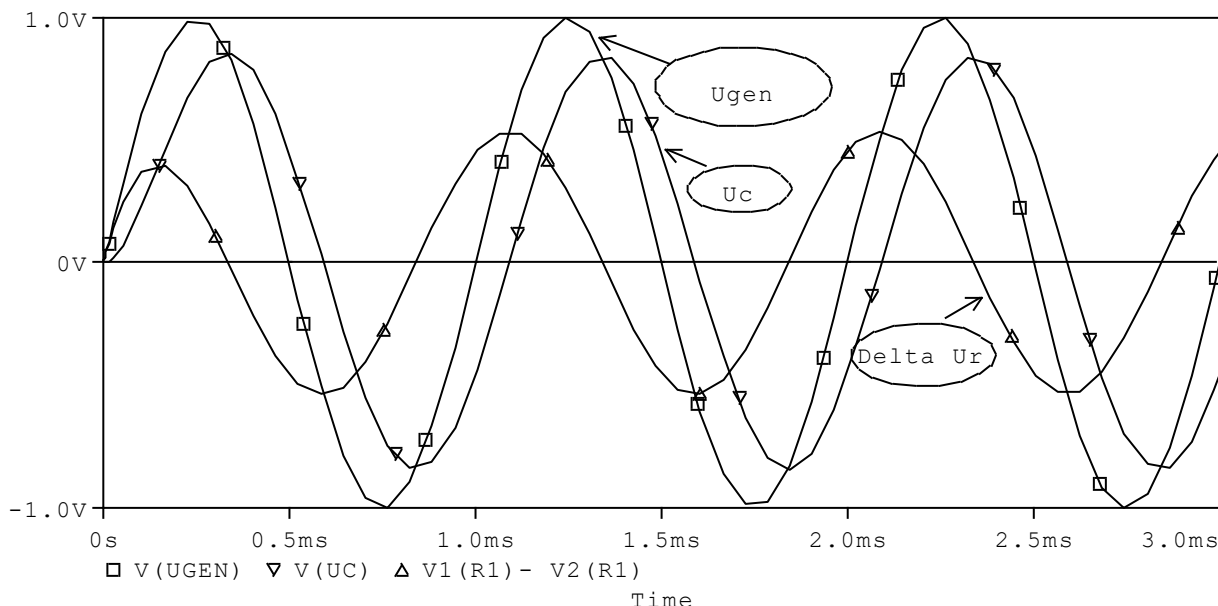
$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{U_R}{U_C}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{R}{X_C}\right)$$



**RC-led,  $R = 10 \text{ KOhm}$ ,  $C = 100 \text{ nF}$ , Det ses, at  $U_c + U_r = U_{gen}$ .**

Ved valgte komponenter og frekvens er  $\Delta U_{X_c}$  lav, som det ses.  $\Delta U_R$  er næsten lig  $U_{gen}$ .

Med andre komponentværdier findes følgende:



**RC-led,  $R = 10\text{ KO}\Omega$ ,  $C = 10\text{ nF}$ . Det ses, at summen af  $U_c$  og  $U_r$  er lig  $U_{gen}$ . Kondensatoren er nu kun  $10\text{ nF}$ , dvs. at en større del af spændingen nu ligger over kondensatoren.**

Ved hjælp af to grafer, kaldet et Bodeplot, får man et fint billede af situationen ved forskellige frekvenser. Den ene graf er for systemets forstærkning, dvs.  $U_{out} / U_{in}$ . Forstærkningen er ganske vist under 1, dvs. en dæmpning, men kan godt opfattes som en forstærkning.

Grafen har logaritmisk X-akse, og forstærkningen afbildes i dB (decibel). Forstærkningen i dB findes som  $dB = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{out}}{U_{in}}$

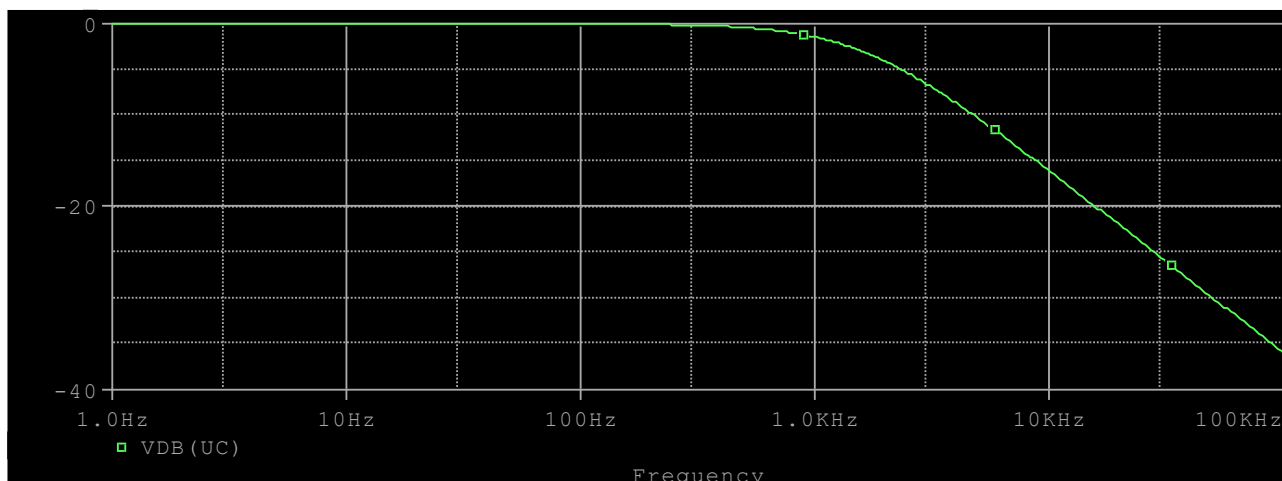
Den anden graf viser fasedrejningen, igen med frekvensen afbildet logaritmisk ud ad X-aksen.

Sammenlignes grafen ovenover med Bodeplot – skitsen nedenfor, ses, at ved  $f_0$ , der hvor vi har knækket, er forstærkningen ifølge ovenstående faldet til 0,707 gange  $U_{gen}$  selv om det ikke tegnes. Der tegnes med rette linier.

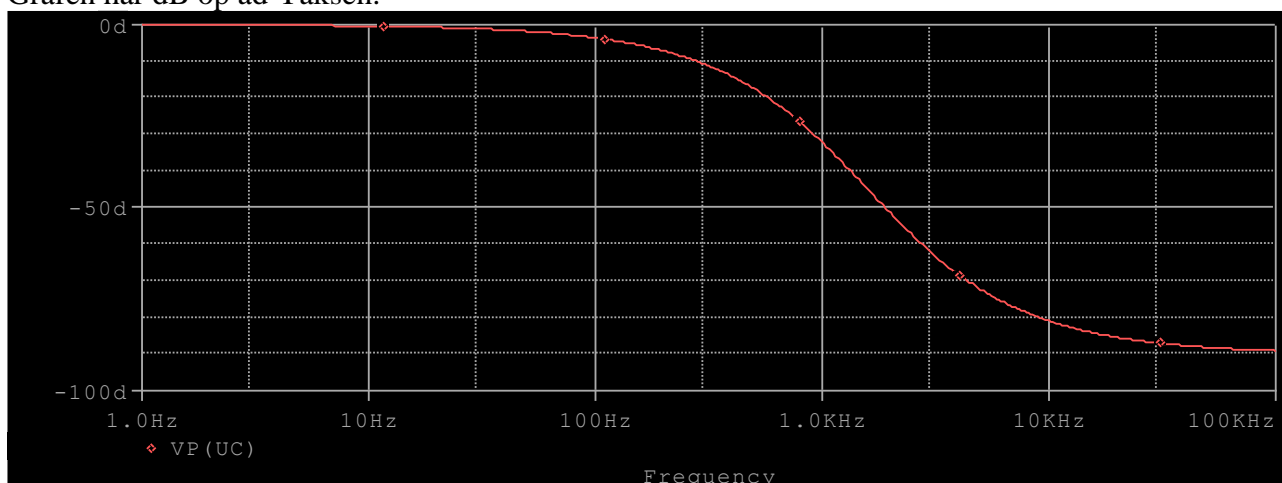
0,707 omregnet til dB er -3,01 eller blot -3 dB. I knækket siges også, at man har nået 3 dB grænsen.

$$dB = 20 \cdot \log_{10}(A') = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{OUT}}{U_{Gen}} \right)$$

Følgende graf er et Bode plot af er RC-led:



Grafen har dB op ad Yaksen.



Og fasedrejningen!

*Bodeplot og fasedrejning fra simuleringsprogrammet ORCAD.*

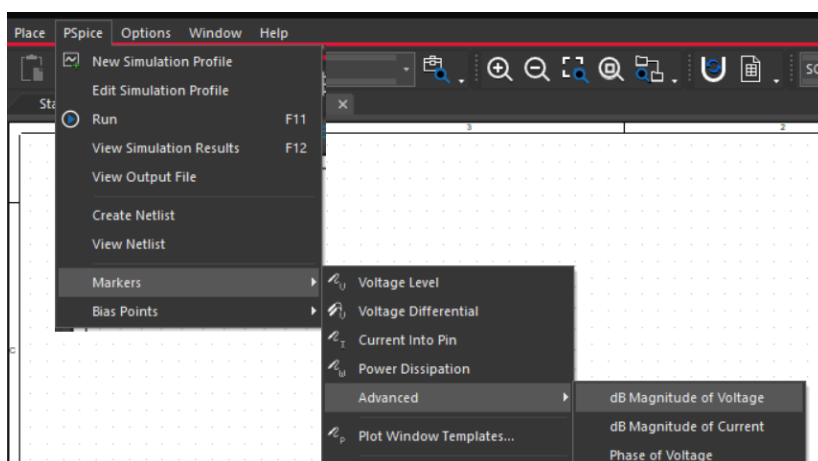
Øverst  $V_{DB}$ , ( $U_{dB}$ ) er et Bodeplot af forstærkningen, og nederst VP,  $U_{Phase}$ , er udgangsspændingens fasedrejning i forhold til indgangsspændingen..

I ORCAD findes specielle markeres til at fremstille et Bodeplot.

Generatorens AC-spænding skal default være 1 V.

Er den en anden værdi, må man selv vælge "Trace, Add Trace" og skrive en ligning for grafen.

$$20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{out}}{U_{in}} \right)$$



## Højpas-led ( CR-led )

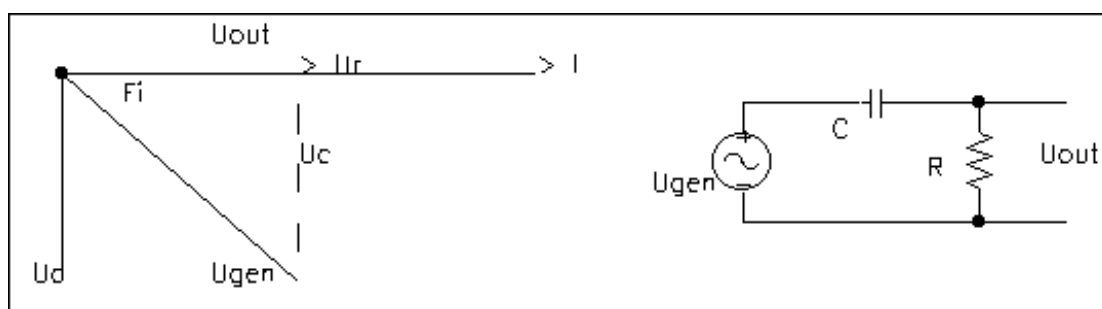
Fasedrejning Højpasled

I et højpasled er strømmen  $I$  også ens. Det er jo en serieforbindelse.

$U_R$  er i fase med strømmen, og  $U_C$  90 grader foran  $U_C$ .

$U_{gen}$ , som er den geometriske sum af  $U_R$  og  $U_C$ , er bagud i forhold til strømmen, dvs. strømmen er foran  $U_{gen}$ .

$U_{out}$  tages over  $U_R$  og er således foran generatorspændingen.  $\phi$  er altså positiv og er vinklen fra  $U_{gen}$  til  $U_R$ .



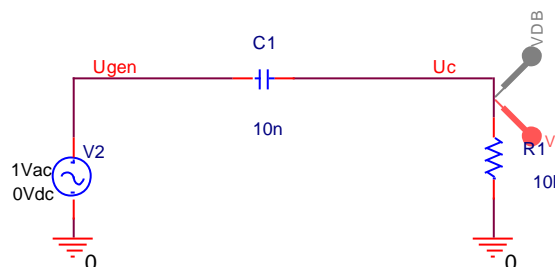
**Vektordiagram for et CR-led.  $U_{out}$  er foran generatorspændingen.**

Det ses af vektordiagrammet at jo højere frekvens, jo mindre  $X_C$  og dermed  $U_C$ , jo mindre vinkel  $\phi$ , og jo større bliver  $U_R$ .

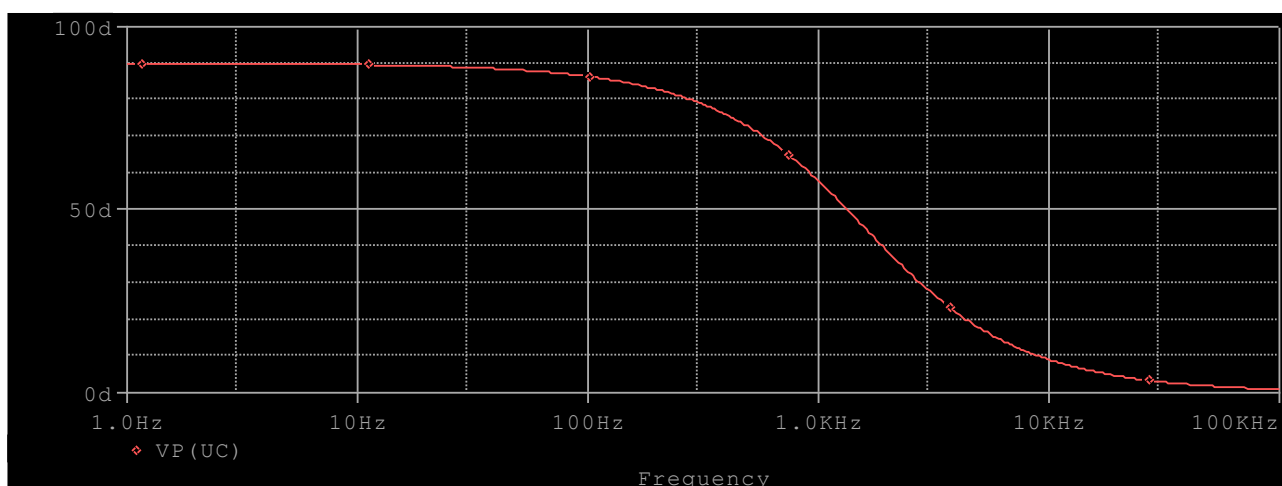
Ved meget lave frekvenser er  $X_C$  meget stor i forhold til  $R$ , heraf er  $U_C$  også stor i forhold til  $U_R$ , og fasedrejningen er næsten 90 grader.  $U_{gen}$  er jo konstant, og deles vektorielt af  $X_C$  og  $R$ .

Ved høje frekvenser er kondensatoren næsten kortsluttet, derfor er  $U_C$  lille i forhold til  $U_R$ , og fasedrejningen er næsten 0 grader.

Ved lave frekvenser er  $X_C$  stor, og der kommer næsten ikke noget ud på  $U_{out}$ . Ved meget høje frekvenser er kondensatoren næsten kortsluttet, og derfor er  $U_{out}$  næsten den samme som  $U_{gen}$ . Høje frekvenser passerer altså næsten uhindret gennem kredsløbet, og deraf navnet "Højpasled".



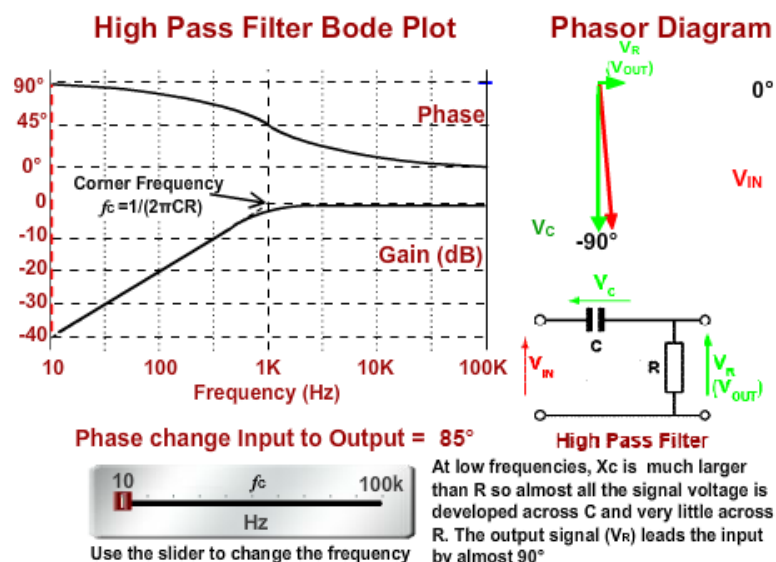




**Bodeplot af et højpasled og tilhørende fasedrejning vist med simuleringssprogrammet ORCAD.**

VDB er Bodeplot af forstærkningen i dB, som selvfølgelig er under 0 dB.

0 dB er lig 1 ganges forstærkning. VP er udgangsspændingens fasedrejning.



Se animation: [http://www.learnabout-electronics.org/ac\\_theory/filters82.php#lpf](http://www.learnabout-electronics.org/ac_theory/filters82.php#lpf)

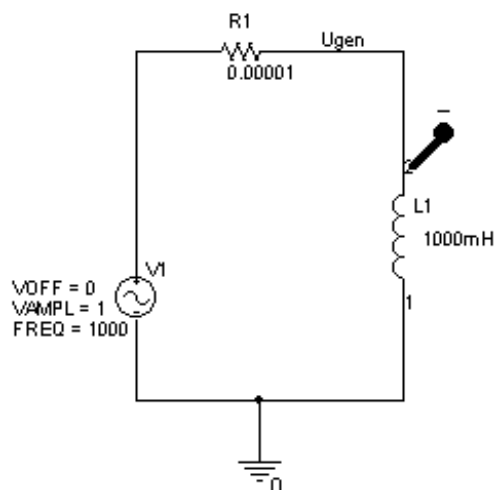
## Spole !

Forbindes en ideel sinus spændingskilde direkte til en spole, vil spolens spænding til enhver tid være den samme som generatorens.

Kredsløbet kunne se således ud. Der skal i simuleringen med ORCAD forbindes en modstand i serie, ellers vil strømmen blive uendelig stor, idet der ikke er modstand i en ideel spole.

Det er der selvfølgelig i virkeligheden, idet spolen er viklet af kobbertråd med lidt modstand.

Er spolens ohmske resistans 0 Ohm, må strømmens størrelse stige, blot generatorens spænding er over 0 Volt, og den må blive ved med at vokse, indtil Ugen på et tidspunkt falder under 0 Volt.



Strømmen vil stige hurtigere, hvis Ugen er stor, og mindre, hvis Ugen er lille.

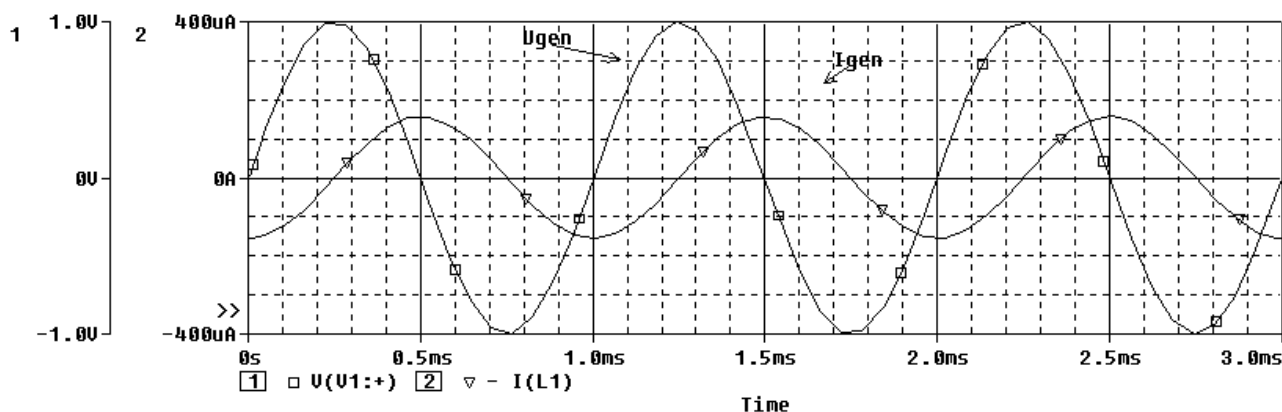
Dvs. at hvis Ugen er i top, vil stigningen i strømmen være størst, og  $\frac{di}{dt}$  er størst.

Falder Ugen til 0 Volt, bliver strømmen hverken større eller mindre. Hældningen er 0, vandret og  $\frac{di}{dt} = 0$ .. Dette er fordi  $R_{spole} = 0$ , og der er følgelig ikke noget til at bremse strømmen.



Først når generatorens spænding er under 0 Volt, vil  $I_L$  blive bremset op, og strømmen i spolen begynder at blive mindre.

Dvs. at strømmens største positive værdi må være i det øjeblik, spændingen krydser 0 Volt mod negativ.



Tegnes en graf over  $U_L$  og  $I_L$ , vil  $U_L$  krydse 0 for nedadgående der hvor  $I_L$  er størst. Dvs. 90 grader før  $I_L$ .

Strømmen i spolen kan ikke ændres momentant. Dette ville kræve en uendelig høj spænding.

Energien opmagasineret i en spole er  $W_{Spole} = \frac{1}{2} LI^2$ . Altså kunne strømmen i spolen ændres momentant, ville også dens energi-indhold kunne ændres momentant!

### En spoles godhed Q

En spoles godhed, Q for Quality, er forholdet mellem den modstand, der skyldes spolens reaktion på ændring i strømmen, og den modstand, der er i den tråd, spolen er viklet af. Jo mindre modstand i vindingerne, jo bedre Q.

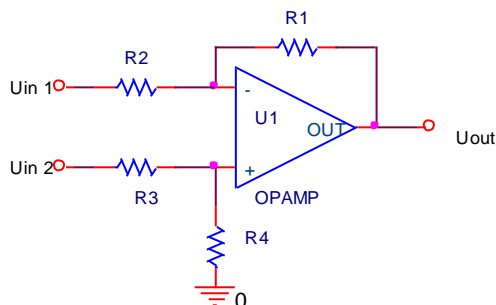
$$Q = \frac{Z_L}{R_{Serie}} = \frac{\omega L}{R_S} = \frac{2\pi f L}{R_S}$$

Q er altså afhængig af frekvensen.

Er seriemodstanden meget lille, er Q stor.



## Differens-forstærker

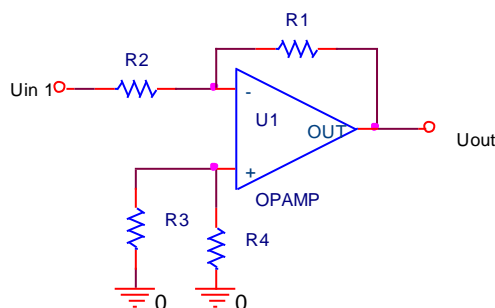


Kredsløbet vist her er en differensforstærker. For at komme frem til en formel for overføringsfunktionen, kan superpositionsprincippet anvendes.

### Superpositionsprincippet:

En spænding på en udgang kan beregnes som summen af delbidragene fra hver af indgangene, når den anden indgang er = 0.

Ses først på  $U_{in1}$ , når den anden, dvs.  $U_{in2}$  er nul, findes følgende ækvivalent-diagram:

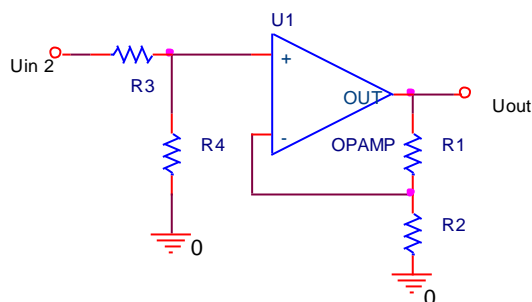


Og der fås:

$$U_{out_1} = -U_{in_1} \cdot \frac{R1}{R2}$$

Herefter ses på  $U_{in2}$ : Ækvivalentdiagrammet må være følgende:

Først er der i signalvejen en spændingsdeler, derefter en ikke inverterende forstærker. Ligningen bliver:



$$U_{out_2} = U_{in_2} \cdot \frac{R4}{R3 + R4} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$



Nu summeres, jfr. Superpositionsprincippet, og der fås

$$U_{out} = U_{out_2} + U_{out_1} = U_{in_2} \cdot \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - U_{in_1} \cdot \left( \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Vælges nu  $R_4 = R_1$  og  $R_3 = R_2$  fås:

$$U_{out} = U_{in_2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{in_1} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

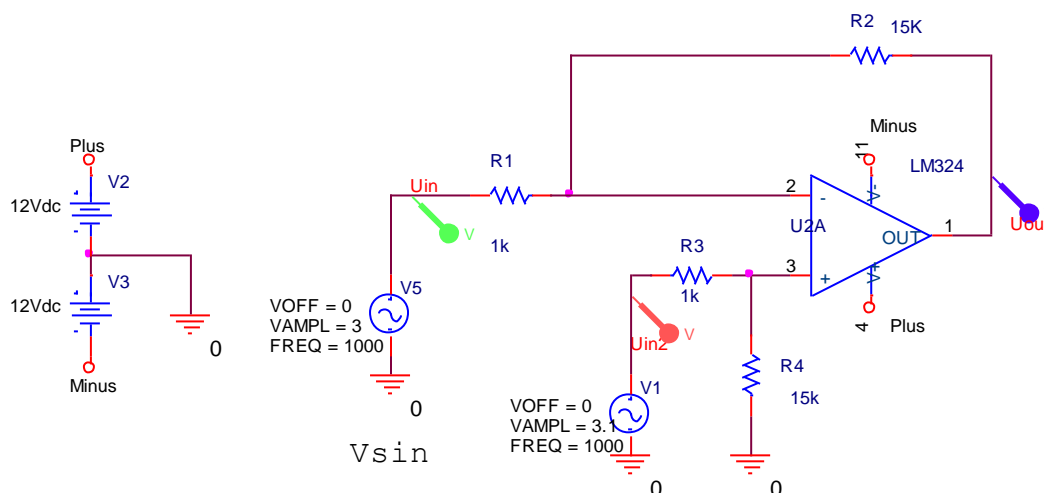
Og endelig, ved forkortning:

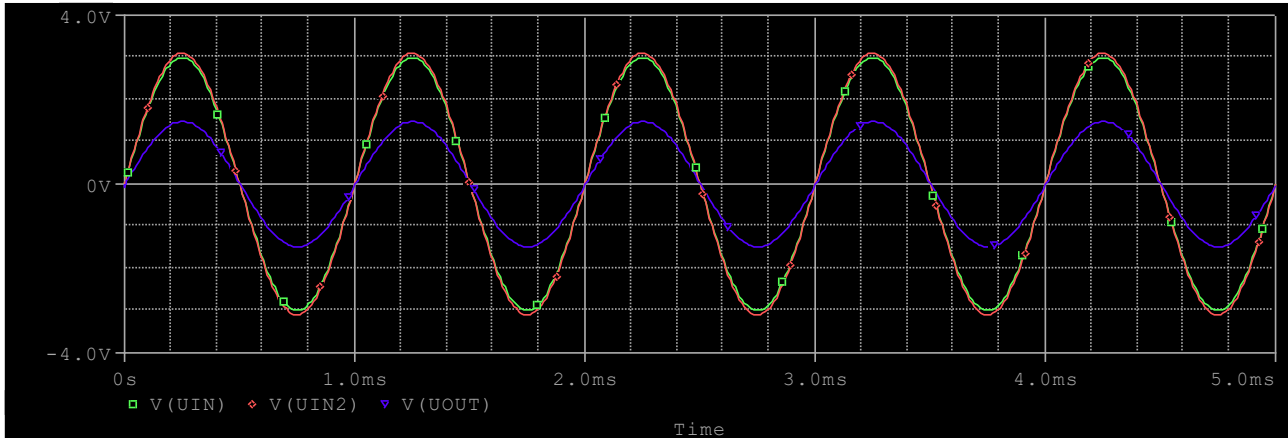
$$U_{out} = (U_{in_2} - U_{in_1}) \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Udgangsspændingen er altså forskellen mellem indgangsspændingerne ganget med forholdet  $R_1/R_2$  – under forudsætningen, at  $R_4 = R_1$  og  $R_3 = R_2$ .

ORCAD Øvelse:

Opbyg og undersøg Differens-forstærker-koblingen vist nedenunder her.



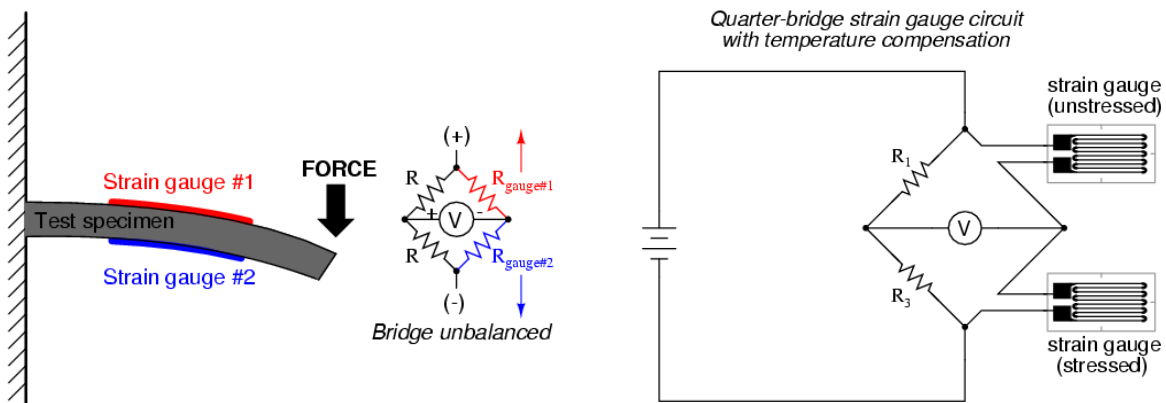
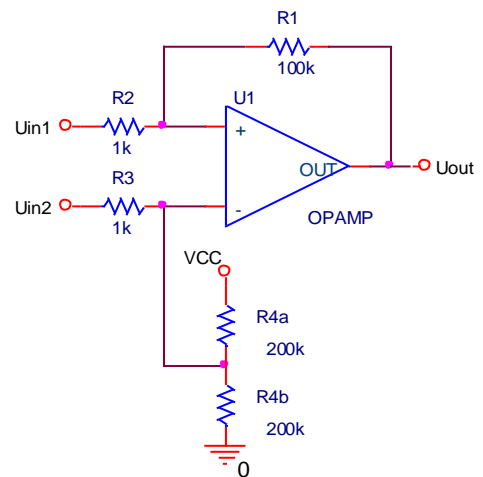


Det ses, at det er forskellen mellem de to indgangsspændinger, der forstærkes.

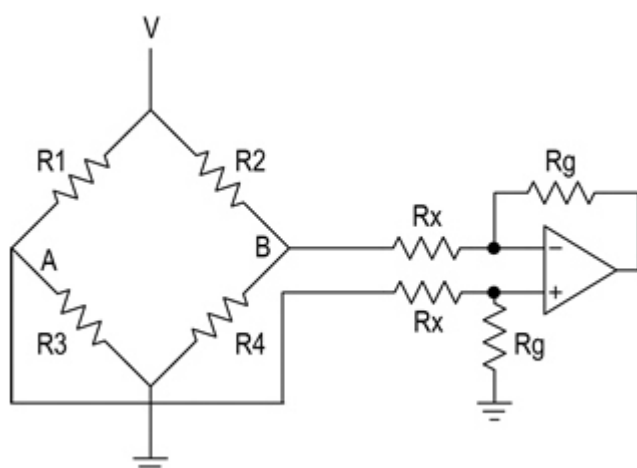
## Differensforstærker ved single supply

Differensforstærkeren kan også arbejde på single supply. Så skal R4 opdeles i to, hver dobbelt så store, og forbindes til hhv. plus og nul, iflg. Thevenin !! Se senere.

Kredsløbet kan fx bruges til forstærkning af signalet fra en Wheatstones bro, hvori der indgår en NTC-modstand, eller fx Straingauges i en vejecelle.



Kilde: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/direct-current/chpt-9/strain-gauges/>



En forstærker koblet på

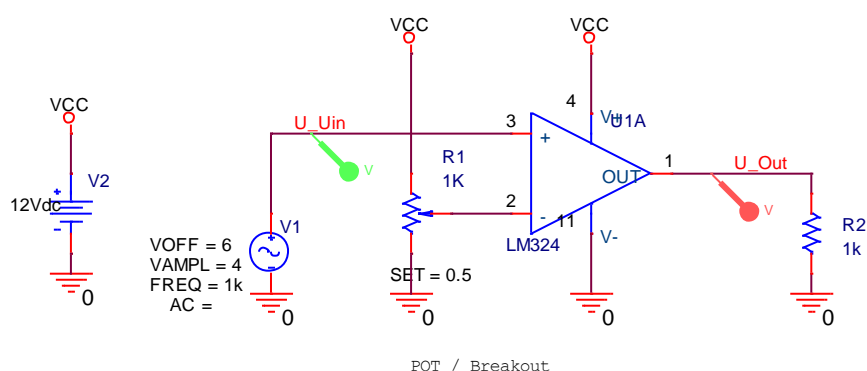
<http://electronics360.globalspec.com/article/5424/design-notebook-linearization-of-a-wheatstone-bridge>

Flere eksempler mangler her!!

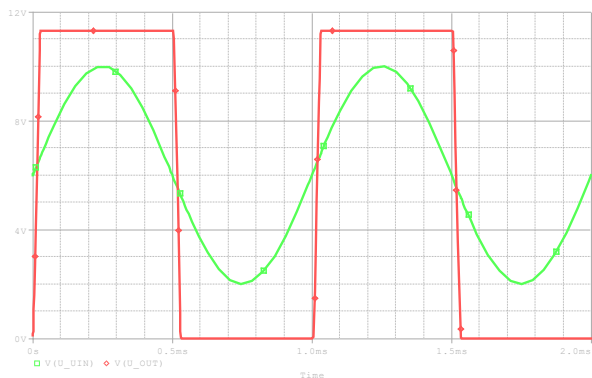
## Opamp anvendt som Komparator:

En komparator er en ”sammenligner”. Det er i princippet blot en almindelig operationsforstærker, der får et signal ind på hvert af sine indgangsbene. Forskellen vil så blive ganget op ca.  $10^6$  gange.

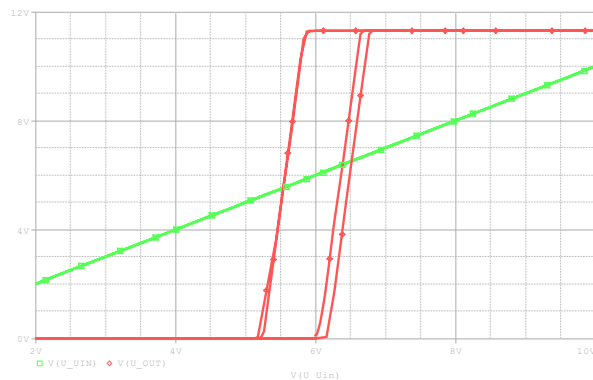
Dvs. udgangen vil gå så langt op, den kan, eller så langt ned, den kan.



På potmeteret kan reference-spændingen, dvs. den spænding, der kompareres med, justeres.  
( POT / Breakout )



Grafen viser tiden ud af X-aksen,  
Indgangssignalet er en sinus, Udgangen er  
firkantet. Det ses, at udgangen ikke er helt lodret!

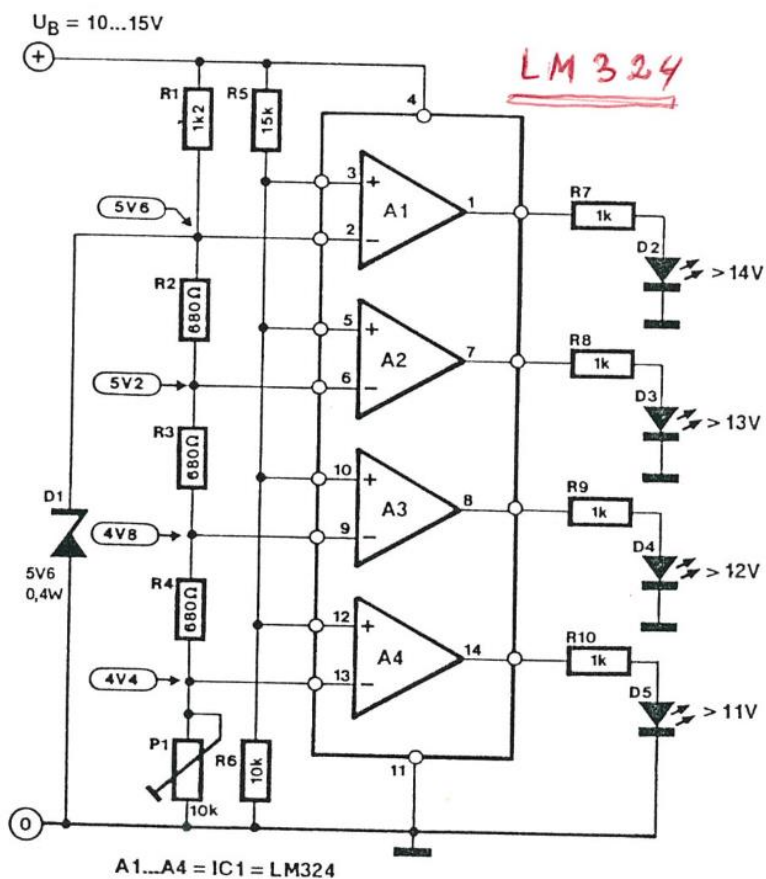


Her er indgangssignalet ud af X-aksen. Her ses,  
at der kompareres om 6 Volt. Hvis  
indgangsspændingen er større end 6 Volt, er  
udgangen høj !

For at ændre x-aksen, vælg Plot / Axis-Settings / Axis Variable og angiv fx som her U\_UIN.

Forklar graferne !!

Komparatoren kan også vendes, ( plus og minus – indgangene byttes ) så den bliver inverteret på udgangen.





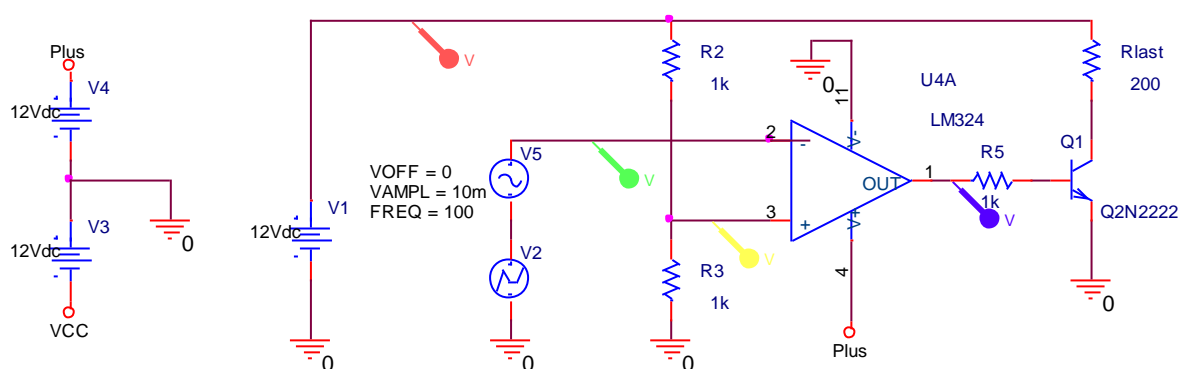


## Komparator med hysteresis

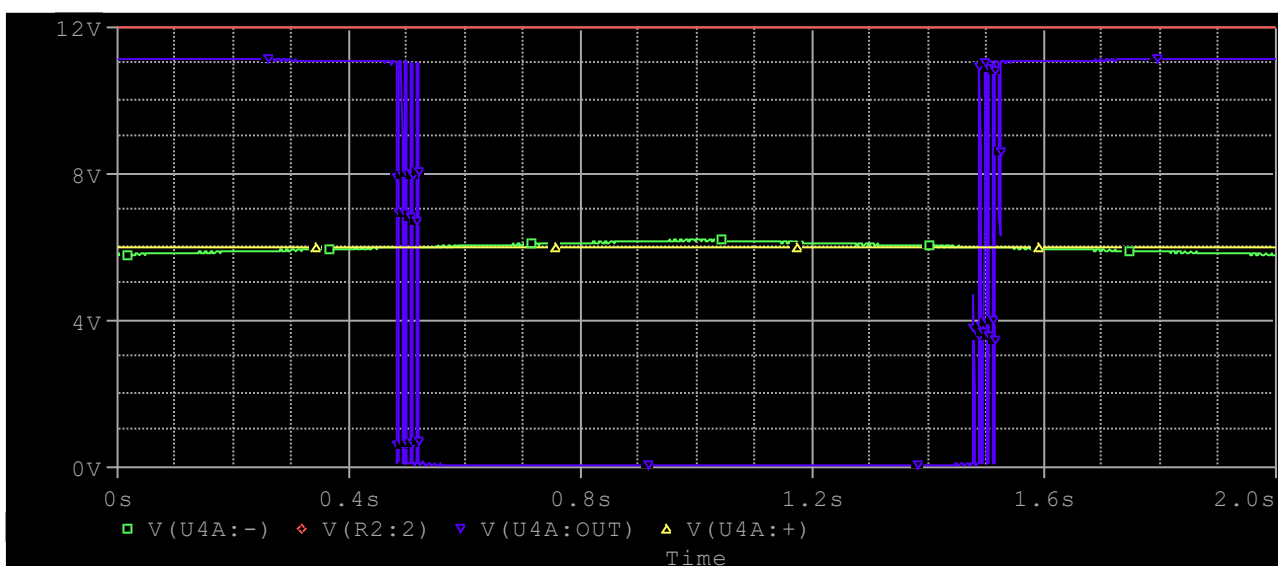
Hvis indgangsspændingen ligger lige omkring referencespændingen, kan det ske, at udgangen vil oscillere, når udgangen skifter. Dette sker fx fordi, der er støj på signalet, eller fordi det, der er koblet på udgangen, fx en transistor, der trækker et relæ, vil sutte så meget strøm fra plus, at der sker forskydninger i spændingerne. Ledningerne er jo ikke modstandsfrie.

Relæet vil i ovennævnte tilfælde trække og slippe hurtigt, mange gange, i stedet for blot at koble ind, eller ud..

Dette kan også ske, hvis der er støj på et signal. Dette er vist i følgende opstilling:



Indgangssignalet ændrer sig langsomt mellem 5,8 Volt og 6,2 Volt. Oven på denne spænding, er der placeret en 10 mV sinusgenerator, på 100 Hz, til at simulere støj på indgangssignalet.

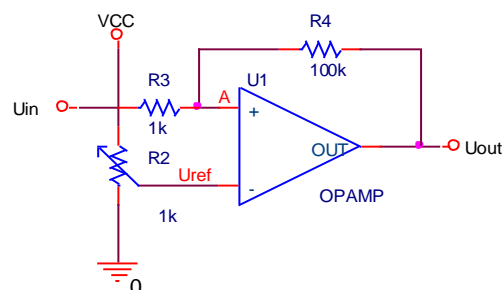




For at forhindre denne form for oscillation på komparatorens udgangssignal, kan der indbygges hysteresis i kredsløbet.

At indbygge hysteresis, betyder det samme som at indføre Upper Trigger Level, UTL, og Lower Trigger Level, LTL. Dette sker ved at koble udgangen tilbage til indgangen, således at udgangens spænding hjælper lidt til at delta  $U_{in}$  bliver lidt større. Også kaldet **medkobling** eller **positiv feedback**.

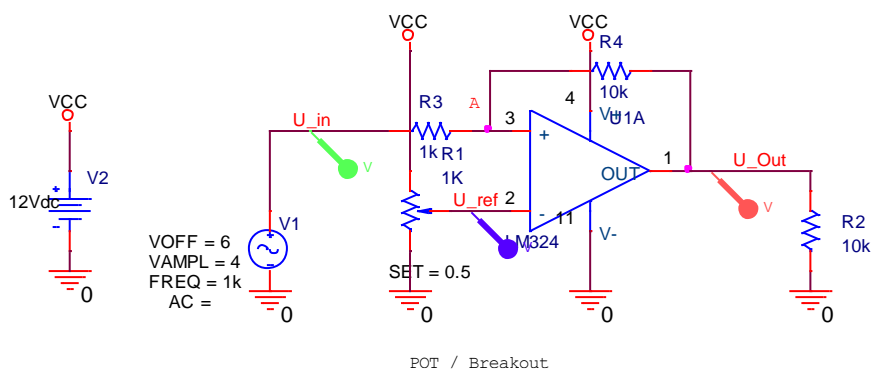
Hvis  $U_{out}$  er lav, og spændingen på indgangen er på vej opad, vil spændingen på + indgangen også stige. På et tidspunkt bliver spændingen på + indgangen, Punkt A, en anelse højere end på minus-indgangen, og udgangen vil gå op. Vha.  $R_4$ , der er "stor", vil udgangen nu bidrage til at spændingen i Punkt A pludselig bliver lidt højere.



Spændingen i punkt A kan udregnes ved spændingsdeling mellem  $U_{out}$  og  $U_{in}$ .

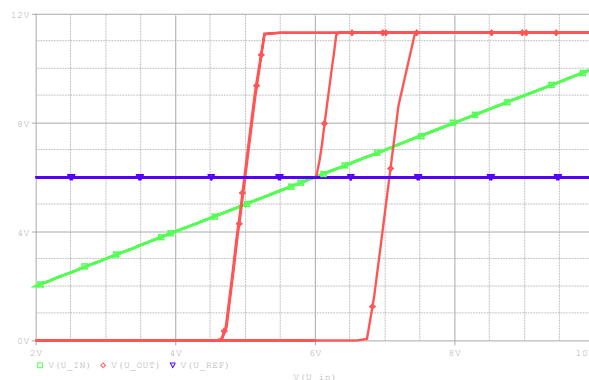
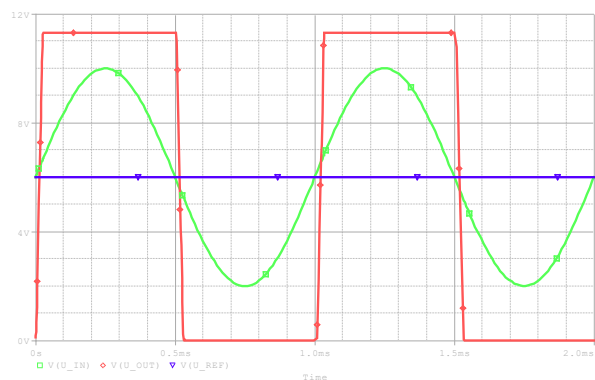
Dvs. at  $U_{in}$  nu skal falde noget mere, før punkt A igen krydser  $U_{ref}$ , så udgangen atter bliver lav.

Her er vist to grafer fra ORCAD med følgende diagram:



Simuleres ovenstående, bruges potentiometeret, "Pot" fra biblioteket /Pspice/Breakout.

Dobbeltklik på potmeteret for at åbne dets regneark. Modstandsværdien kan helt til højre ændres fra default 1 Kohm, og dens setværdi kan ændres mellem 0 og 1. Default er 0.5 !!



På ovenstående graf er det lidt svært at se, hvornår udgangen bevæger sig nedad, og hvornår den bevæger sig opad. Dette bliver lettere på grafen til højre:

Her er der tydelig hysteresis. Når indgangen er på vej opad, stiger udgangen, hvis indgangen bliver større end ca 6,5 Volt. Udgangsspændingen falder igen, hvis indgangen bevæger sig under ca 5,5 Volt.

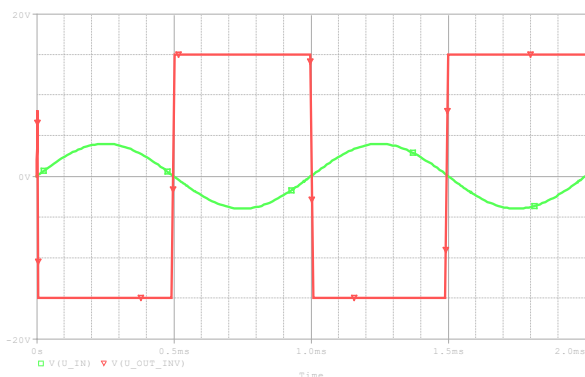
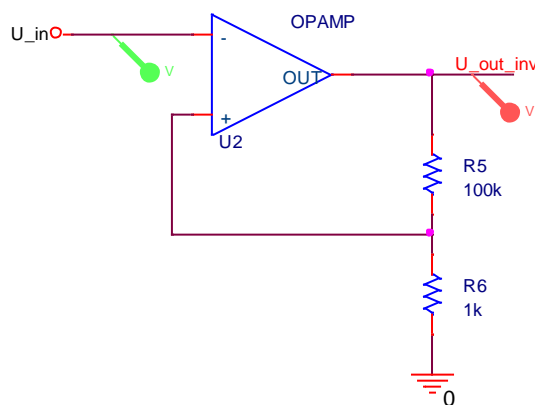
For at lave hysteresesløjfe-grafen til højre, skal X-aksen i PROBE ændres. Vælg Plot / Axis settings.

X-aksen er default valgt. Her vælges Axis variable, og klik så på V(Uin) som den nye X-akse.

## Inverterende komparator med hysteresis

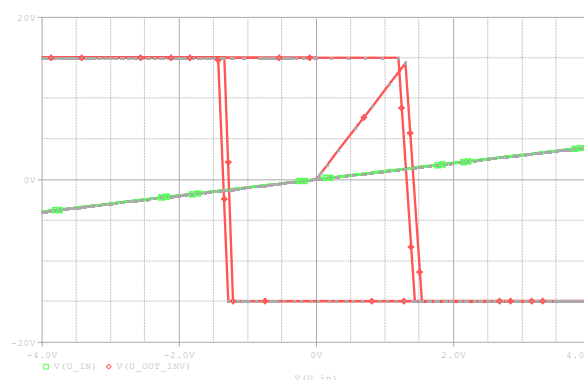
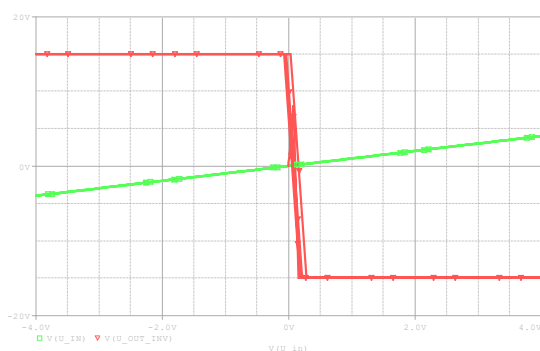
Den inverterende komparator med hysteresis ser ud som til højre.

Der registreres en lighed med grundkoblingerne, blot er indgangsterminalerne her byttet om !!



Her først en tidsmæssig præsentation af graferne!

Nedenunder er U\_in valgt som x-akse.



Den højreste graf er med feed back modstanden sat til 10 Kohm.

## Grafisk præsentation af hysteresis-kobling.

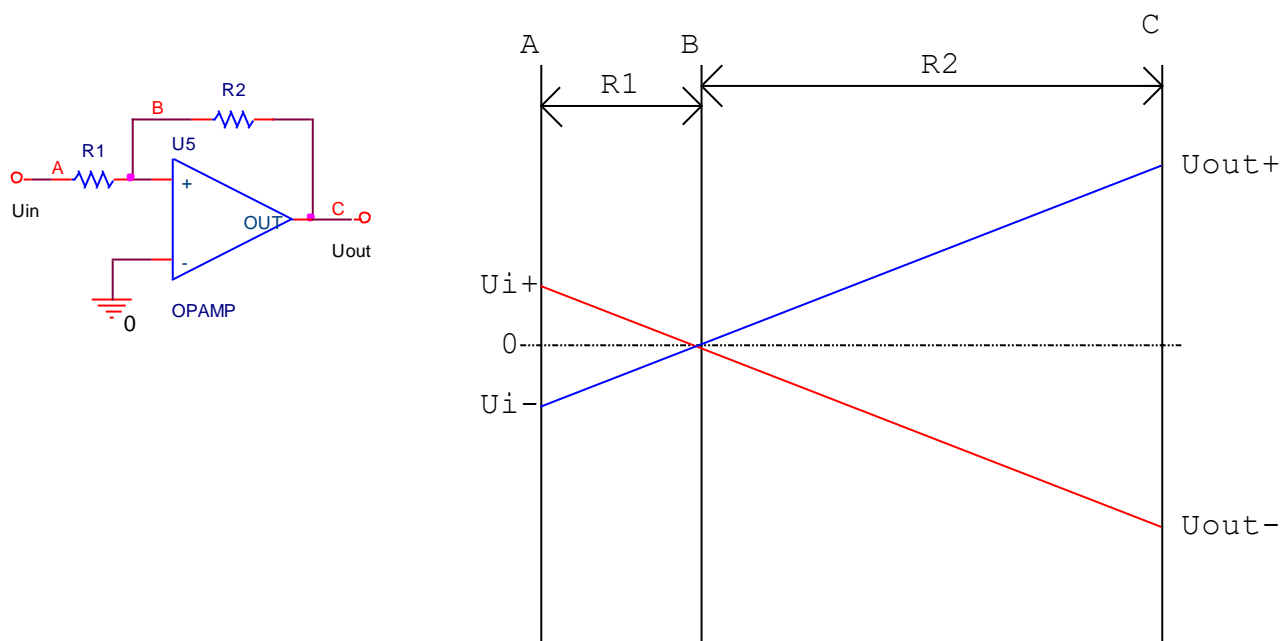
På de næste skitser er vist en grafisk repræsentation af spændingerne i en **ikke inverterende** komparator.

Punkterne A, B og C på diagrammet, er vist på skitsen til højre.

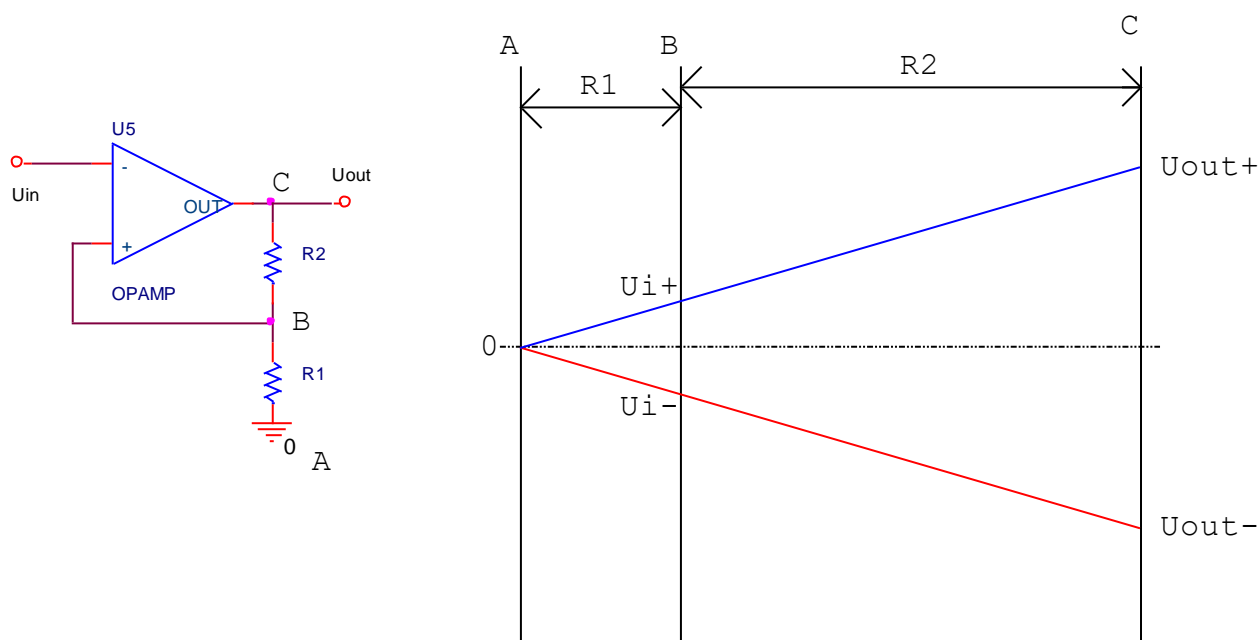
Spændingen i diagrammets punkt B er jo en spændingsdeling mellem punkt A og C. På skitsen er størrelsen af modstandene R1 og R2 angivet som afstanden mellem de lodrette streger ved A, B og C.

Selve operationsforstærkeren kender jo kun noget til de spændinger, den måler på dens indgange, og den spænding, den sætter på sin udgang.

Hvis udgangen er høj, - punkt C er høj, skal spændingen i punkt A længere ned end nul, for at spændingen i punkt B netop krydser nul. Og dette måler operationsforstærkeren som en negativ spænding på B i forhold til dens referencespænding på dens minus-indgang. Og denne negative spænding forstærkes op, med fortegn, og udgangen bliver helt negativ, så meget, som OP-AMP'en kan.



Grafisk repræsentation af en inverterende komparator.



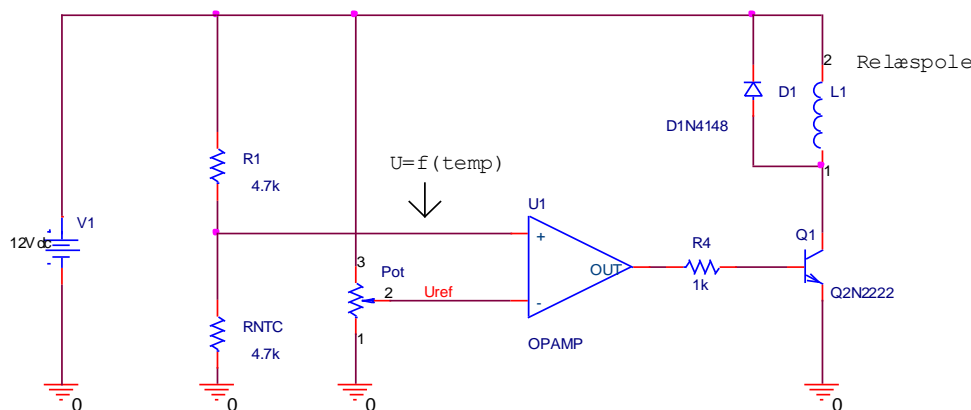
Tilsvarende i ovenstående inverterende komparator. Her er spændingen i B en spændingsdeling mellem Uout og nul.

Er Uout høj, er B lidt over nul, og Uin skal derfor gå højere end nul, lige over spændingen i B, for at udgangen går ned til minus.

For at skifte tilbage igen, skal Uin nu ned under nul.

## Termostat:

For at se en komparator i praktisk brug, undersøges følgende kredsløb:



Spændingsdeleren R1 og R<sub>NTC</sub> giver en spænding, der er en funktion af temperaturen.

Spændingsdelerformlen er i dette tilfælde: 
$$U_{out} = U_{Påtrykt} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_1 + R_{NTC}}$$

NTC-modstanden har negativ temperaturkoefficient, dvs. dens modstand falder ved stigende temperatur. Dvs. at brøken  $\frac{R_{NTC}}{R_1 + R_{NTC}}$  er temperaturafhængig. I matematikken ville den hedde

$\frac{x}{k+x}$ . For stigende temperatur vil x gå imod 0. Dvs. brøken går imod  $\frac{0}{k+0} \rightarrow 0$

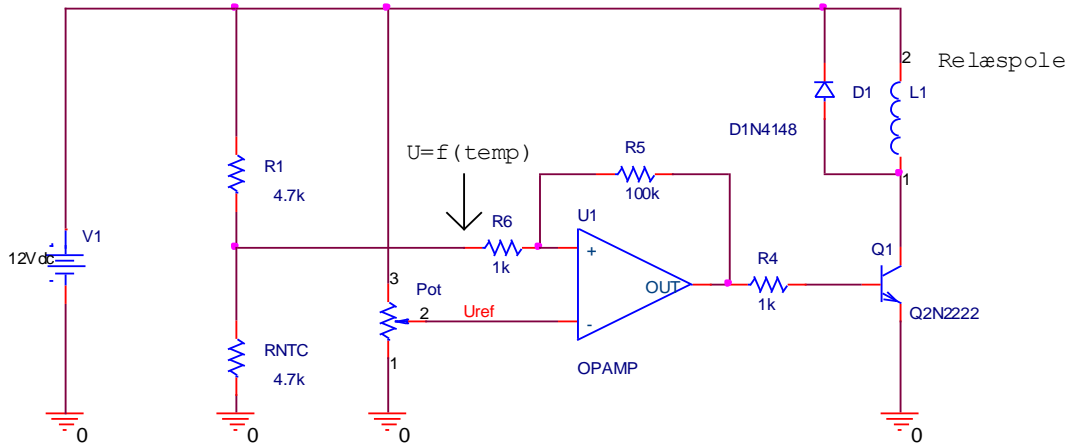
Altså vil spændingen falde ved stigende temperaturer. Når spændingen kommer under den indstillede U<sub>ref</sub>, slår relæet fra.

Nu er det imidlertid sådan, at der optræder støj på ledningerne. Powersupply'en dykker en anelse pga. modstanden i ledningerne, når relæet slår til. Men også støj på ledningen til NTC-føleren vil bevirke, at man i skifte-øjeblikket kan opleve oscillation på udgangen af operationsforstærkeren.

Resultatet er at relæet vil koble til og fra flere gange, før det endelig kobler til, og tilsvarende når det skal koble ud.

Løsningen er at indføre hysteres. Dvs. der skal være et hysteresebånd omkring reference-spændingen U<sub>ref</sub>.

Dette gøres ved at indføre medkobling. Der skal føres lidt retur til indgangen fra udgangen til at øge ændringen af delta U<sub>in</sub>.



Undersøg hvordan der kan ombygges til LM35!

**Opgave:** Undersøg kredsløbet, hvis R1 og R<sub>NTC</sub> bytter plads

Se side med hysteres-beregner: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/compkeisan.htm>

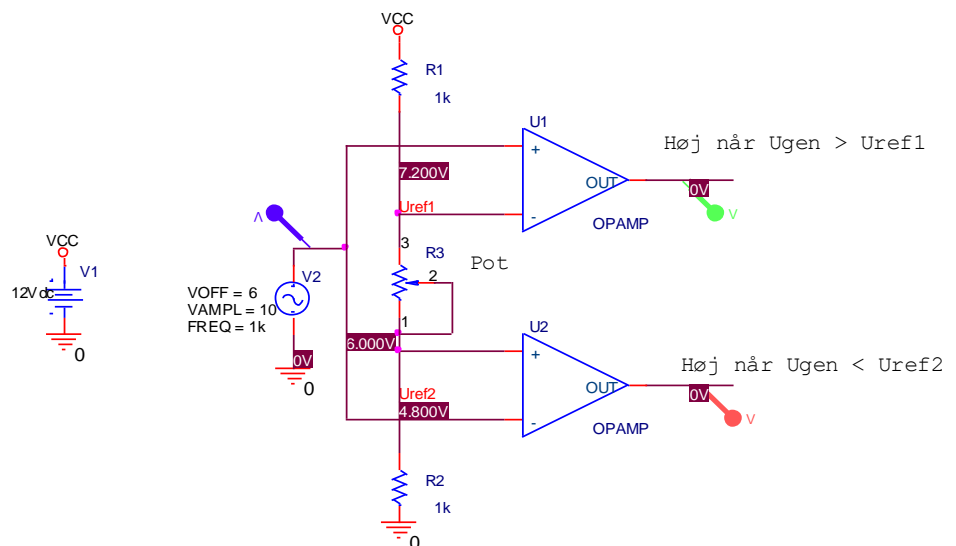
Se god side om komparatorer: <http://home.cogeco.ca/~rpaisley4/Comparators.html>

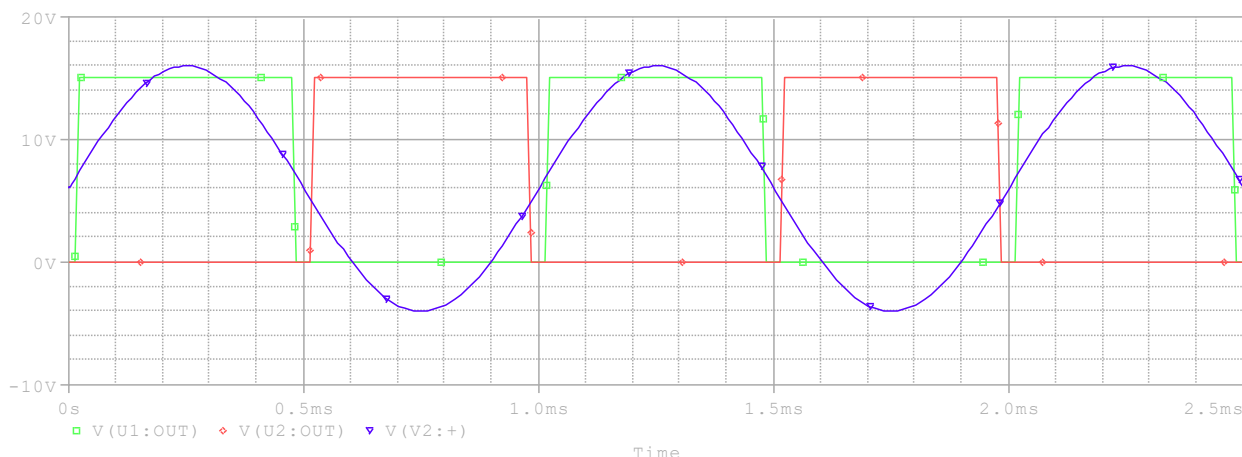
## Eksempel:

## Vindueskomparator:

Undersøg og forklar kredsløbet!

OPAMP !!! Single supply!

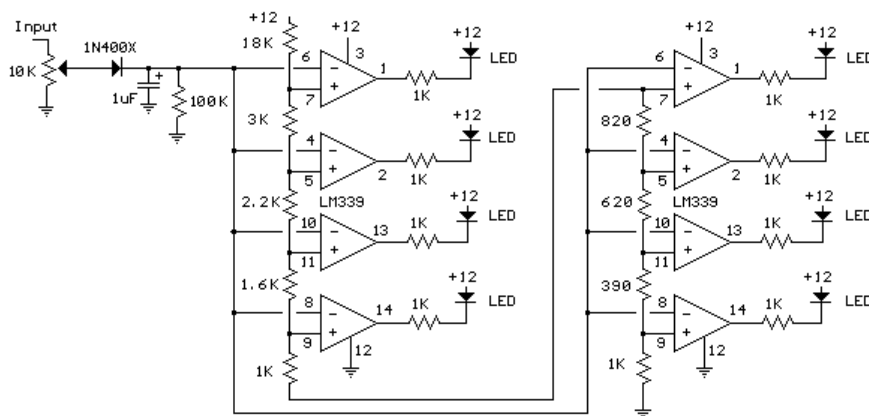




På grund af den ikke lodrette graf for udgangssignalet, den ”langsomme” Slew Rate, kan man sige, at en operationsforstærker anvendt som komparator er lidt langsom.

Skal man bruge en hurtig komparator, må man vælge en komponent, der er specielt bygget til kompareringsformål. Fx kan vælges en **LM339**. Her må man dog være opmærksom på, at komparatorens udgang er en ”O.C-type”, dvs. Open Collector. I udgangen sidder en transistor, der kun kan synke strøm. Den kan altså i princippet kun trække et signal lav, og må for at blive høj have en pull up-modstand fra udgangen og op til plus.

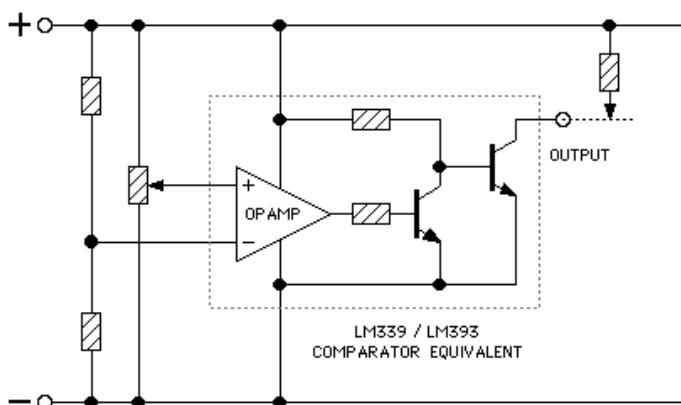
Dette kredsløb er et eksempel på brug af komparatoren LM339.



Vha. 2 quad-pakker er der lavet et søjledisplay.

Undersøg datablad,

Forklar OC.



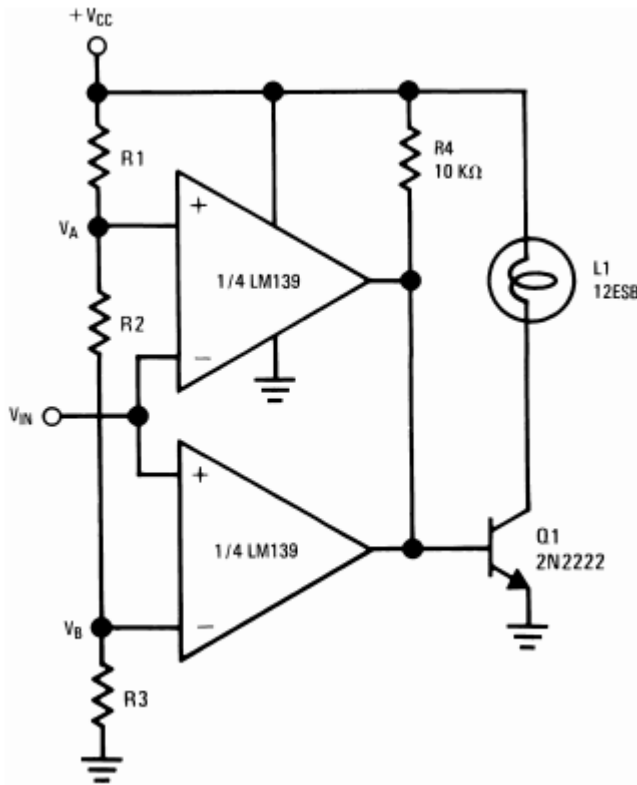
Her et andet eksempel på anvendelse af komparatorer.

Bemærk, at OC-udgangen kun kan Synke strøm.





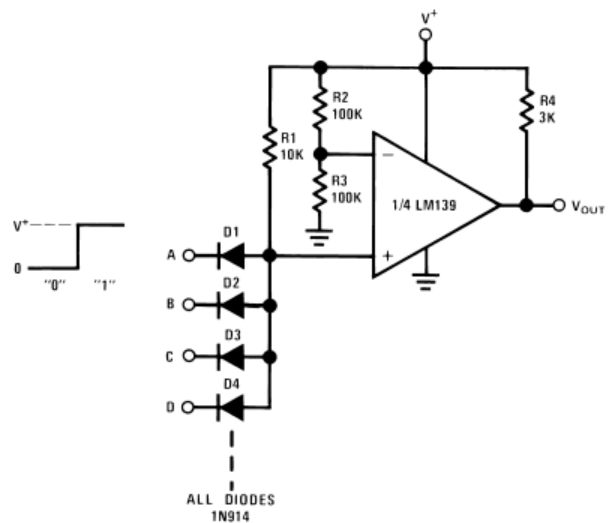
<http://home.cogeco.ca/~rpaisley4/Comparators.html>



Vindueskomparator

Fra: <http://www.ti.com/lit/an/snoa654a/snoa654a.pdf>

Andgate med stort Fan-in



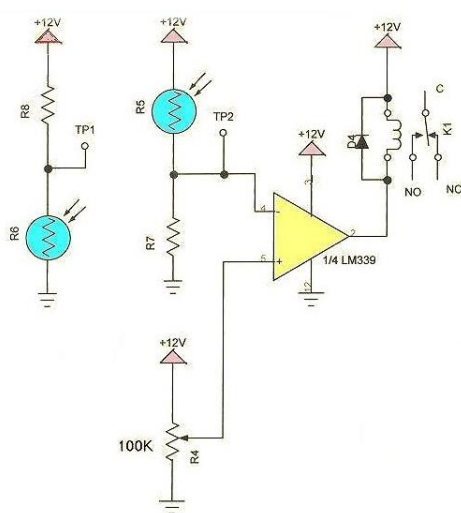
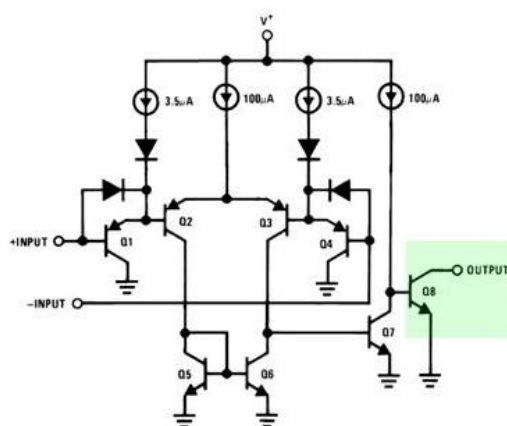


Intern skematisk opbygning af LM339.

Det ses, at udgangen kun kan "Pull"

Ikke levere strøm.

Men hvor meget strøm kan des Sink'e ???



Går dette an\_???

Hvor meget kan LM339 synke ??

Fra:

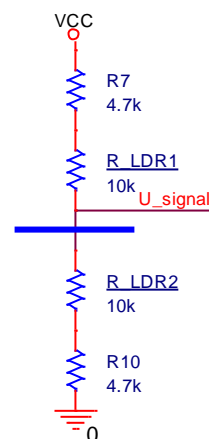
<http://www.bristolwatch.com/ele/pd.html>

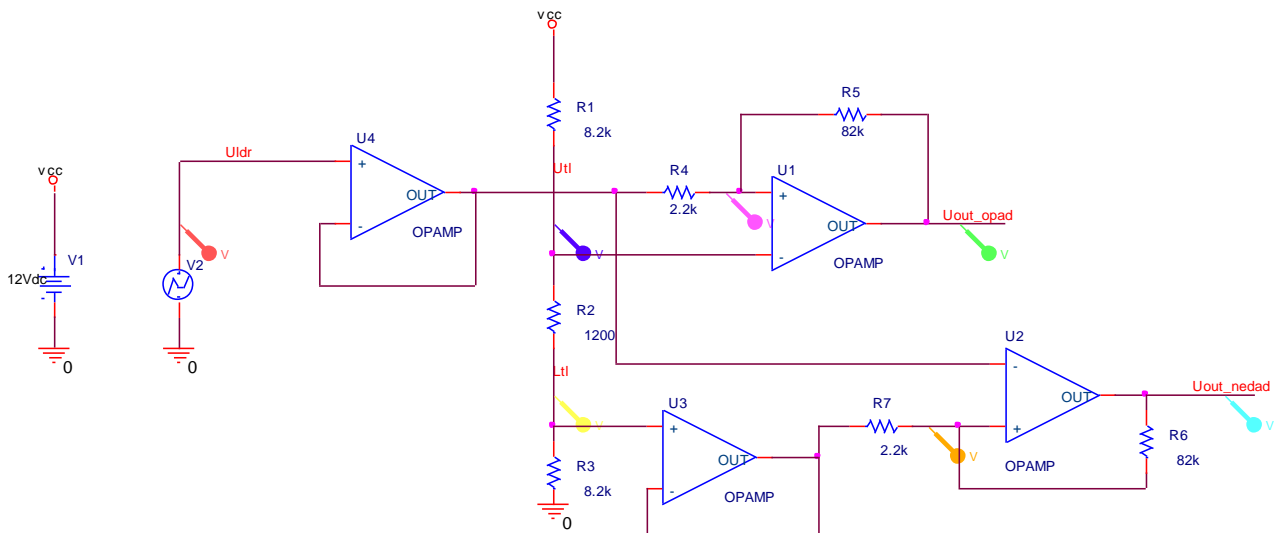
Eksempel:

## Sun Tracer, SunTracker.

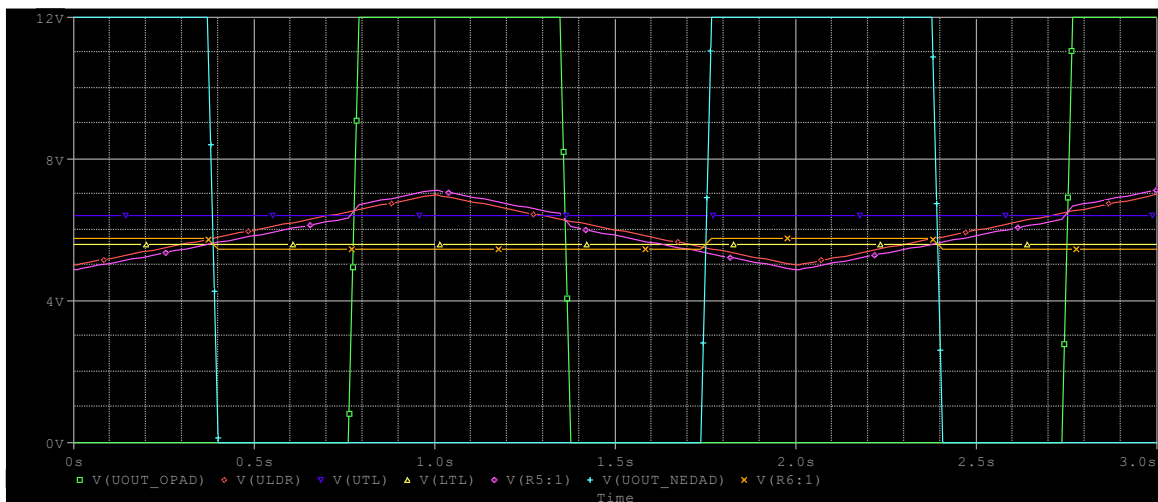
Følgende kredsløb er et eksempel på et kredsløb, der er beregnet til at styre en motor, der skal dreje nogle solceller rundt, så de følger solens vandring på himlen.

Signalet skal komme fra fx to LDR-modstande, placeret på solcellerne. De skal placeres således, at når de peger direkte mod solen, får lige meget lys. Drejes de ud af retningen ( ved at solen flytter sig ) starter en motor, styret af en i H-Bro.





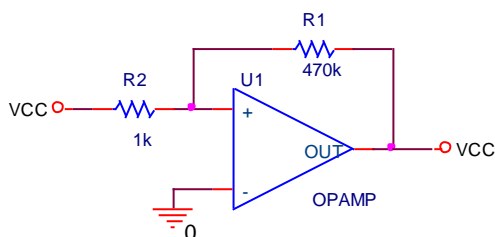
Her ses simuleringen af signalerne. R2 bestemmer hysteresen!



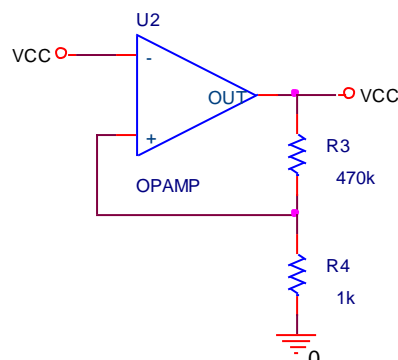


## Samlet oversigt over komparatorer med hysteres:

Ikke Inverterende komparator med hysteres



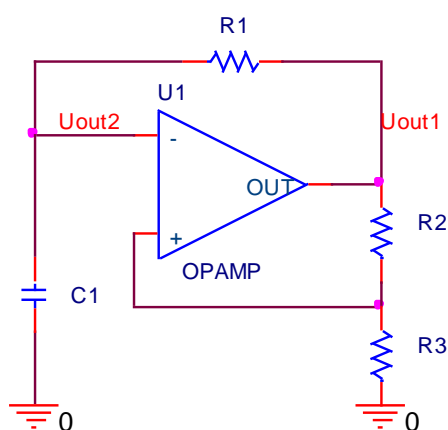
Inverterende komparator med hysteres



Her følger flere applikations:

## Oscillator bygget med OPAMP:

Den enkleste oscillator, der kan bygges med en op-amp, er vist i følgende diagram.



Hvis der antages, der ved power\_on er nul volt over kondensatoren, vil der være nul volt på inverterende indgang. Er udgangen også = nul, vil der ligeledes være nul mellem R2 og R3. Og altså også på den ikke inverterende indgang. Nul gange operationsforstærkerens medfødte forstærkning, fx  $10^6$ , er stadig nul, der sættes på udgangen, så der er altså balance! Og der sker ikke noget!

Men det er ganske givet, at der ikke er helt symmetri i Op-amp'en. Den er ikke perfekt, og udgangen vil ikke være nul selvom delta  $U_{in}$  er nul!. Der vil være en lille spænding på

$U_{out}$ , der spændingsdelt af R2 og R3 føres tilbage til +indgangen. Er det fx bare 2  $\mu$ Volt, vil der fx føres 1  $\mu$ V tilbage til indgangen, der så vil blive forstærket  $10^6$  gange til 1 Volt, der igen føres tilbage osv.

Altså vil udgangen ved Power\_On straks gå enten helt op i nærheden af forsyningsspændingen, ( eller helt ned til den negative forsyningspænding ).

Antages, at udgangen er helt i top, starter opladningen af C1. Asymptoten er spændingen på  $U_{out}$ .

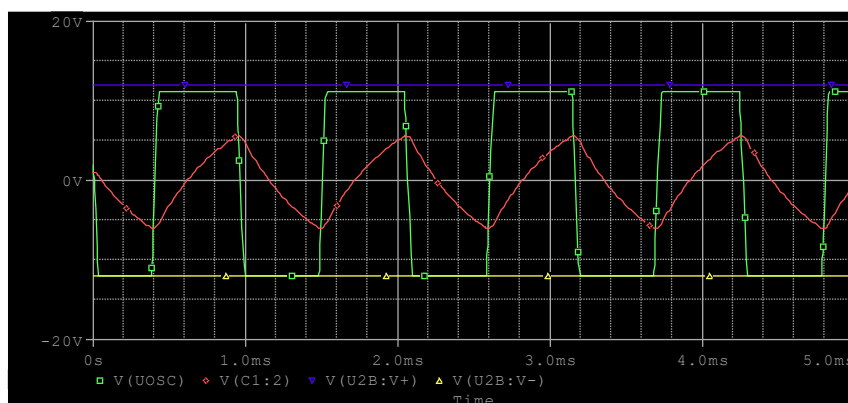


Men når Opamp'en på sin minus-indgang måler en spænding, der er højere end på +indgangen, vil forskellen gange  $10^6$  blive sendt ud på udgangen, følgelig går den ned i nærheden af den negative supply.

Nu aflades kondensatoren igen mod den negative supply, indtil det hele gentages. Der er bygget en oscillator.

Upper og Lower triggerlevel styres af R2 og R3. Er de lige store, lades op til ca. halv forsynings-spænding, og ned til minus halv forsynings-spænding.

Grafen ser fx således ud:



Oscillatorens frekvens er:

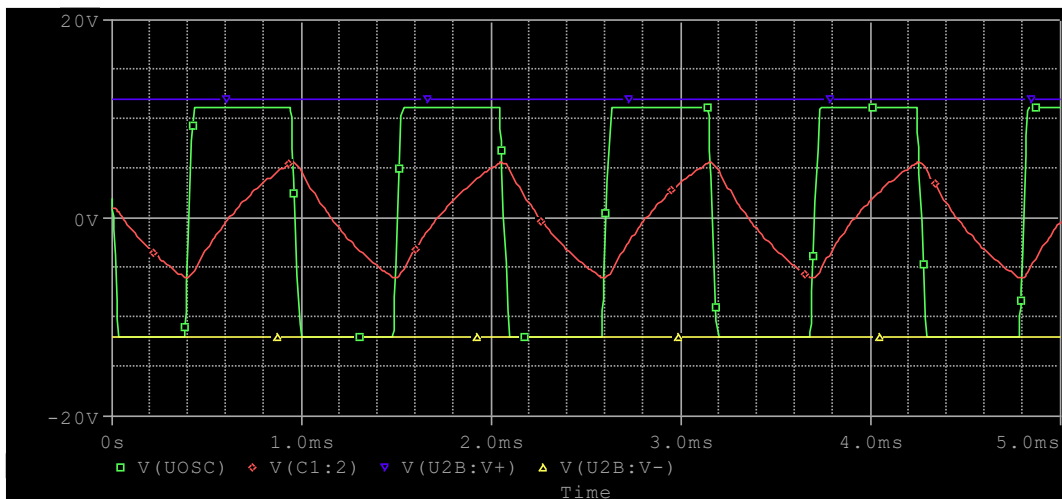
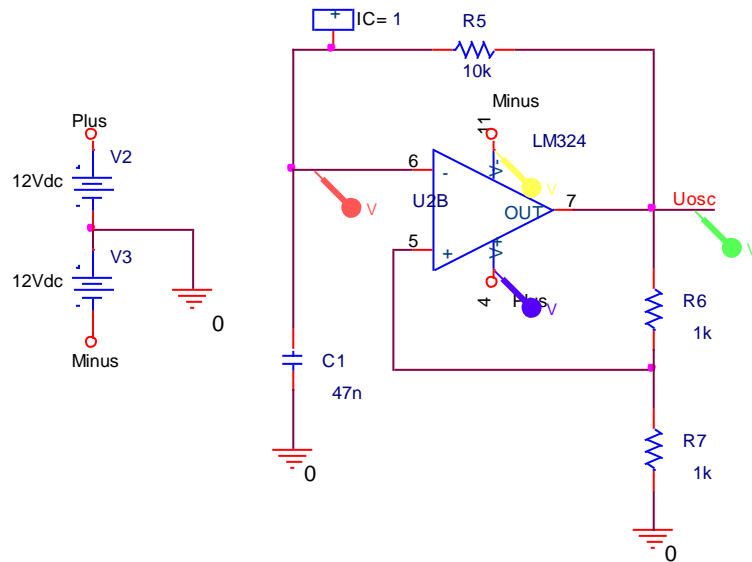
$$f = - \frac{1}{2 \cdot R1 \cdot C1 \cdot \ln\left(\frac{R2}{R2 + 2 \cdot R3}\right)}$$

R2 og R3 kan erstattes af et potmeter, med midterudtaget ført tilbage til den inverterende indgang. Herved kan hysteres-bredden justeres.

På  $U_{out1}$  måles en firkant, i  $U_{out2}$  en ”kondensator – oplade – aflade graf.”

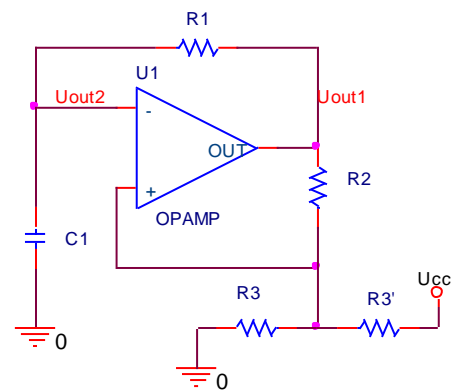
ORCAD Opgave:

Simuler kredsløbet vist nedenunder. Forklar !



## Single supply Oscillator:

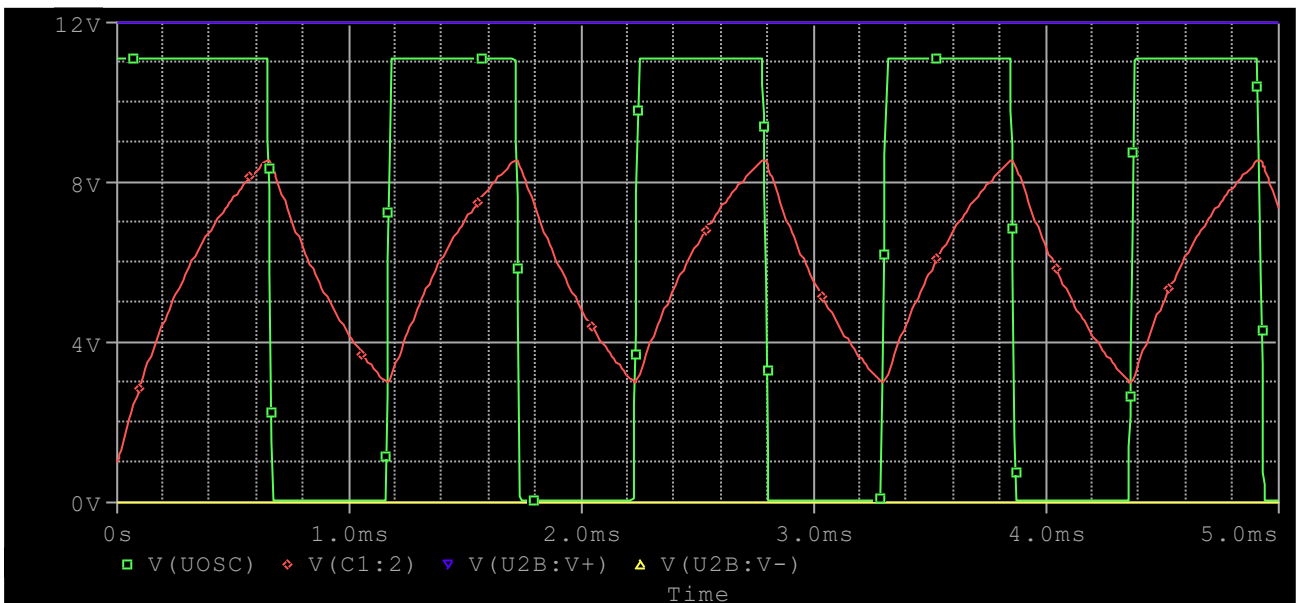
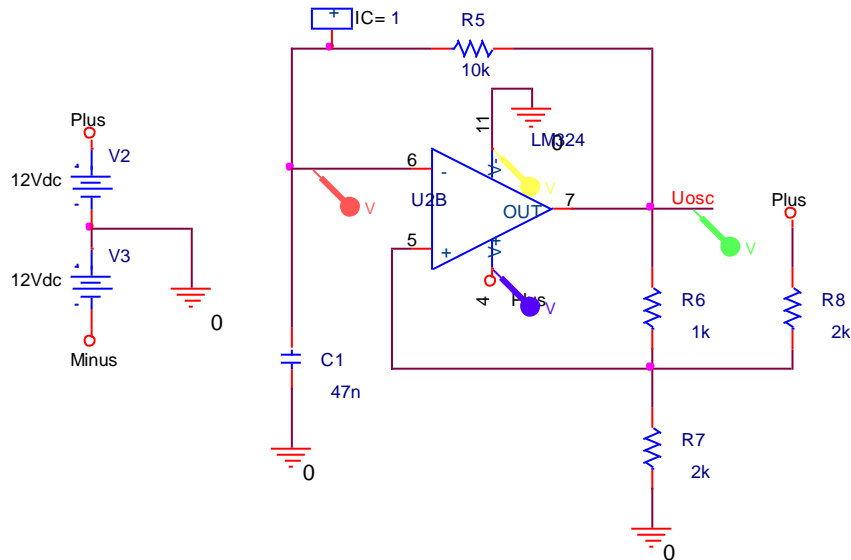
Skal oscillatoren arbejde med single supply, deles R3 op i 2. Den ene til stel, den anden til plus. De to nye R3 skal være dobbelt så store som før! Formlen burde passe hvis der indsættes oprindelige værdier for R3!  
Forsyningsspændingen indgår jo ikke i formelen!





## ORCAD Opgave

Undersøg nedenstående Oscillatorkredsløb med singel supply.  
Igen er der med R7 og R8 benyttet en thevenin-omformning.



Og hvorfor skal R3 erstattes af to modstande der hver er dobbelt så store? For at forstå dette, skal der arbejdes lidt med Thevenin-omformninger:



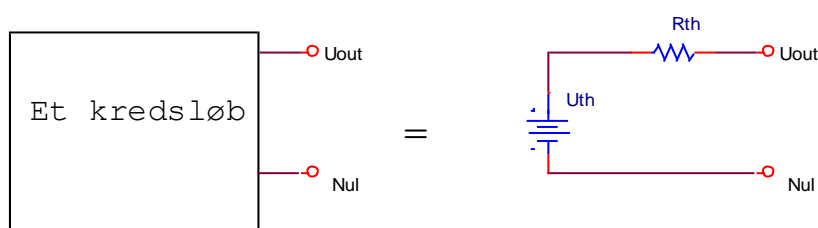
## Thevenin / Norton eller Erstatningsgenerator-princip.

Hvis man har et kredsløb bestående af spændingskilder og modstande i fx en black box, kan man ifølge Thevenin altid erstatte kredsløbet med en spændingsgenerator i serie med en modstand.

### Thevenins sætning lyder:

*Ethvert lineært kredsløb, der har to afgangsklemmer, vil udadtil opføre sig overfor en ydre belastning på samme måde, som var alle kredsløbets indre spændingsgenerators og indre impedanser erstattet af en enkelt spændingsgenerator i serie med en modstand.*

Dvs:

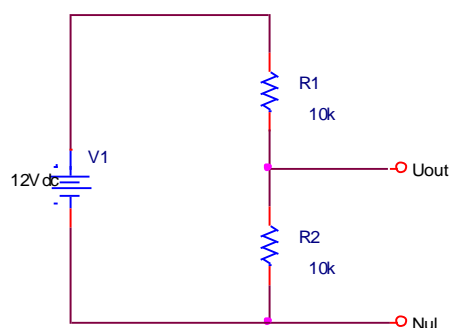


Generatorens spænding kaldes  $U_{\text{Thevenin}}$  og seriemodstanden kaldes  $R_{\text{Thevenin}}$

$U_{\text{th}}$  er den tomgangsspænding, der kan måles på det oprindelige kredsløbs udgang i ubelastet tilstand, og  $R_{\text{th}}$  er modstanden "målt" bag ind i det oprindelige kredsløb, med spændingsgeneratorene kortsluttet !

Eksempel:

Denne spændingsdeler betragtes::



Tomgangsspændingen på udgangsklemmerne er 6 Volt. Og hvis udgangen kortsluttes, vil der løbe en strøm på..  $I = \frac{U}{R} = \frac{12}{10K} = 1,2 \text{ mA}$



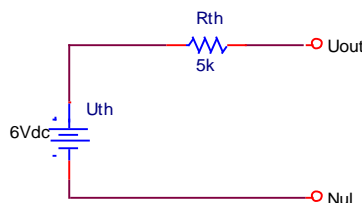


Hvis kredsløbet erstattes af en spændingsgenerator med en seriemodstand, skal denne udadtil virke på samme måde. Dvs. hvis der kortsluttes, skal det give samme strøm. Altså skal seriemodstanden

$$\text{være } R = \frac{U}{I} = \frac{6}{1,2m} = 5K\Omega$$

Det er det samme som R1 parallel med R2.

Altså haves følgende ækvivalentkredsløb:



$R_{th}$  kan også udregnes som modstanden baglæns ind i det oprindelige kredsløb, når spændingsgeneratoren kortsluttes.

Udregnet på formel, ser det således ud:

Tomgangsspændingen i det oprindelige kredsløb er:  $U_{th} = U_{Oprindelig} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Kortsluttes det oprindelige kredsløb, fås en kortslutningsstrøm på:  $I_K = \frac{U_{Oprindelig}}{R_1}$

Efter omformningen skal kortslutningsstrømmen være den samme, altså:  $I_k = \frac{U_{th}}{R_{th}}$

Isoleres  $R_{th}$ , fås:

$$R_{th} = \frac{U_{th}}{I_k} \Rightarrow R_{th} = \frac{U_{Oprindelig} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{U_{Oprindelig}}{R_1}}$$

Altså fås:

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Dette er det samme som de to oprindelige modstande i parallel! Set baglæns ind i det oprindelige kredsløb med generatoren kortsluttet.

Dette betyder altså, at to 10 K modstande til hhv. plus og nul virker på kredsløbet som 5 K hen til halv forsyningsspænding.

For mere info, se speciel Thevenin – kompendium !!

## Opamp-Oscillator brugt til Pulsbreddemodulering.



Op- og afladekurven mellem to spændinger kan bruges til at lave PWM, eller Puls Bredde Modulering.

Hvis op- og afladekurven sammenlignes i en komparator med en DC fra et potmeter, kan der tilføres trinløs effekt til en elektrisk pære, så den kan dæmpes ved blot at dreje på et pot-meter!

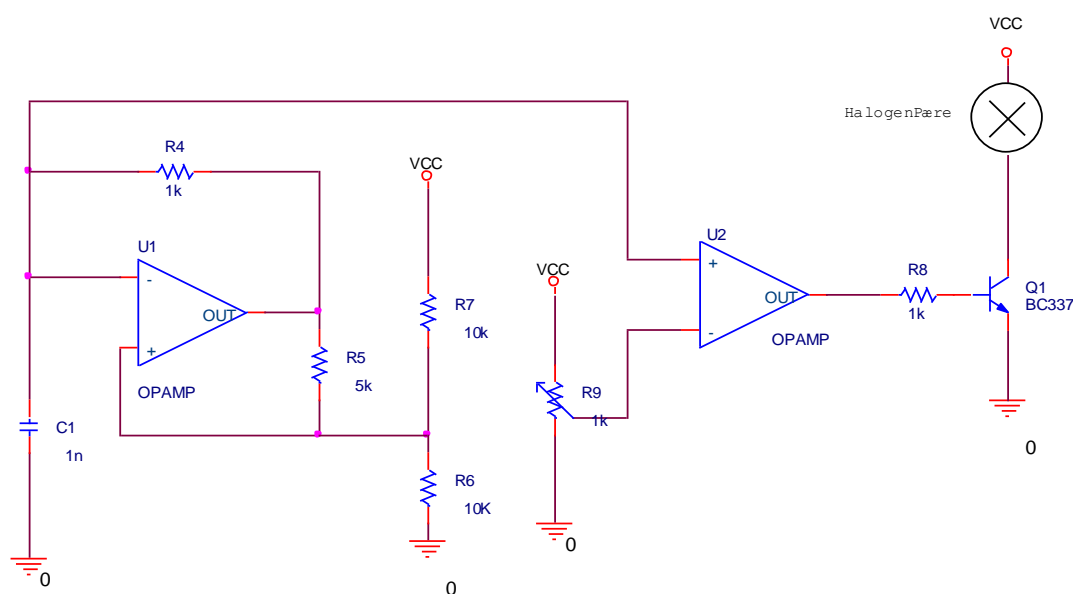
Er potentiometeret i midten, vil der sammenlignes med halv forsyningsspænding. Op- og afladekurven vil være højere halvdelen af tiden, og udgangen vil så ligeledes være høj, og tænde switch-transistoren halvdelen af tiden.

Justeres potmeteret, ændres On-tiden = duty-cylen, og der tilføres mere / mindre energi til pæren !

Periodetiden / frekvensen for oscillatoren skal nok vælges nøje, idet lyset ellers vil blinke ??.

Der skal nok vælges en bedre transistor end en BC337, der max kan lede 500 mA.  
Fx kan vælges en Mosfet, IRF540, der klarer 19 A.

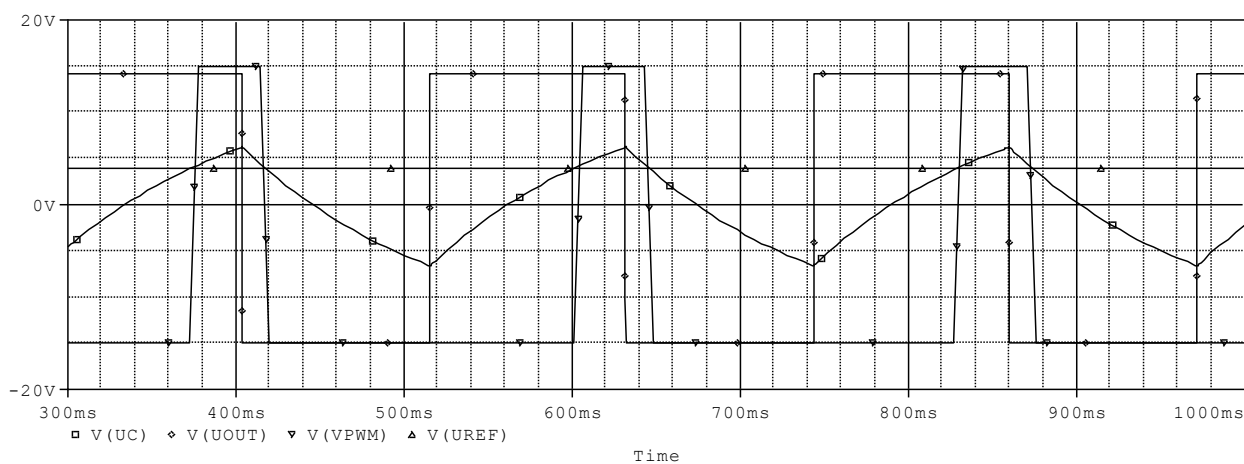
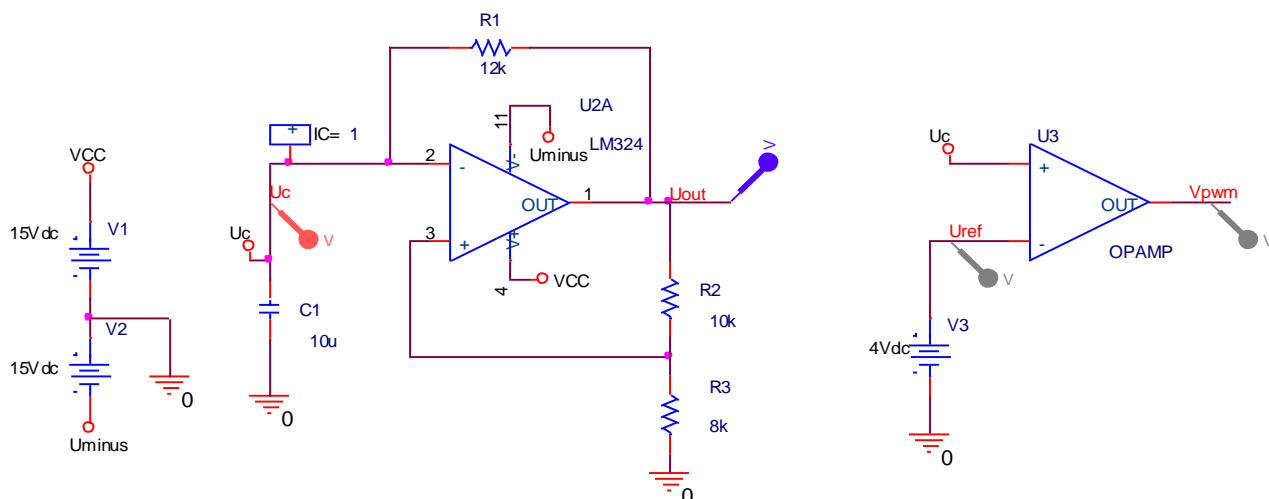
Kredsløbet:



Erstattes pæren af et relæ, der fx tænder en varmeovn, må periodetiden, eller time-basen, gøres meget længere. Fx 10 sekunder.

ORCAD Øvelse:

Undersøg følgende diagram og sammenhold det med grafen under:

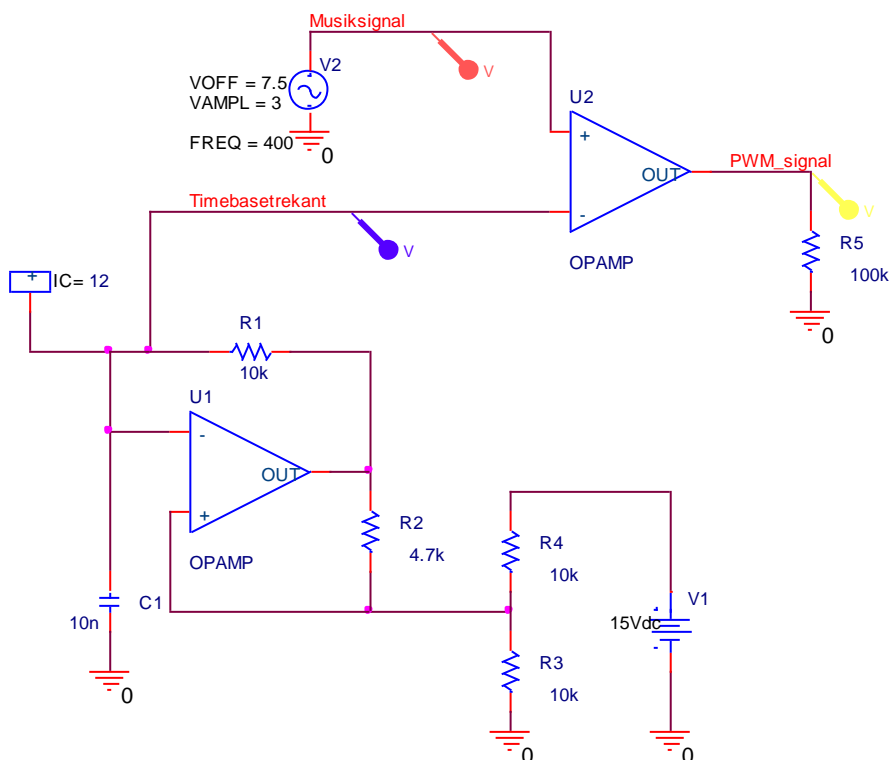


Prøv at lade  $U_{ref}$ , V3 være en VPWL, der sættes til at ændres fra fx minus 4 til plus 6 Volt.

## Et andet eksempel:

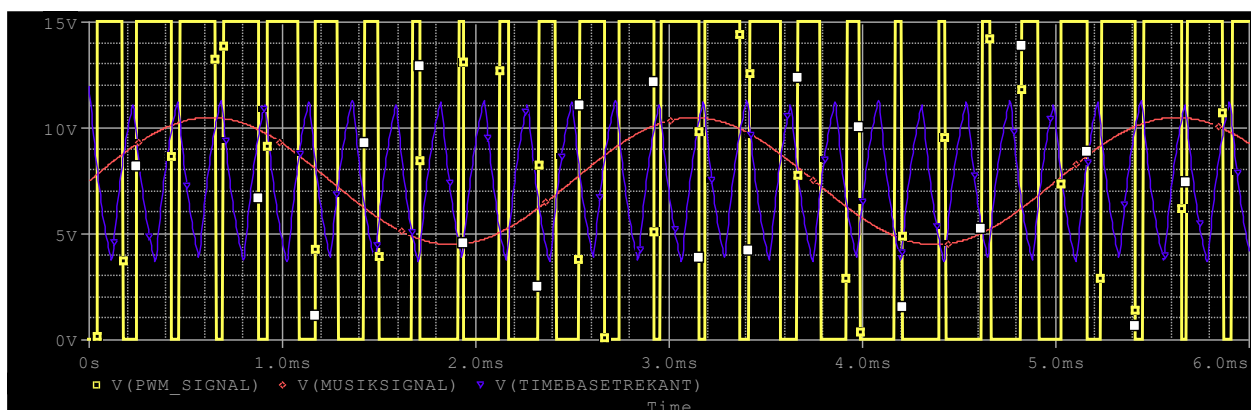


Her vises et eksempel på en  
Pulsbreddemoduleret  
højtaler!

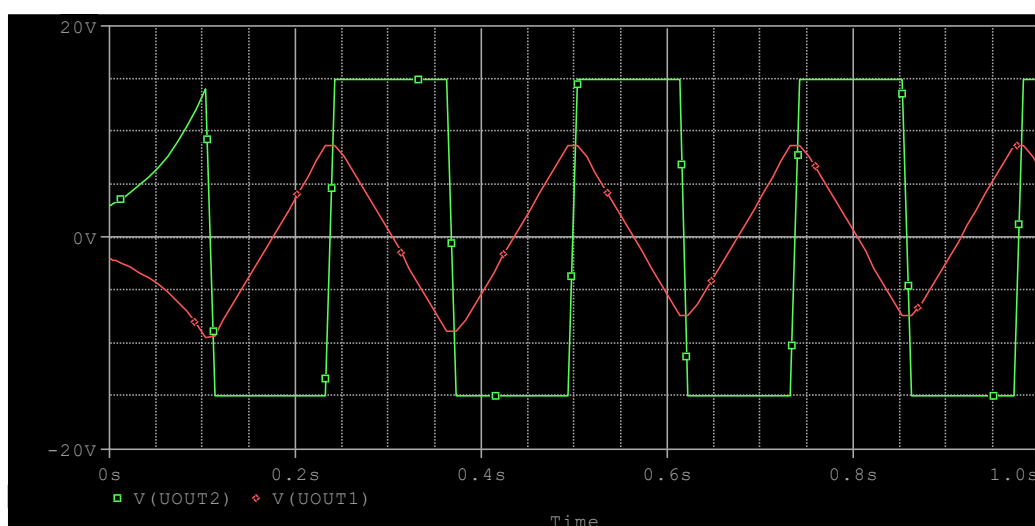
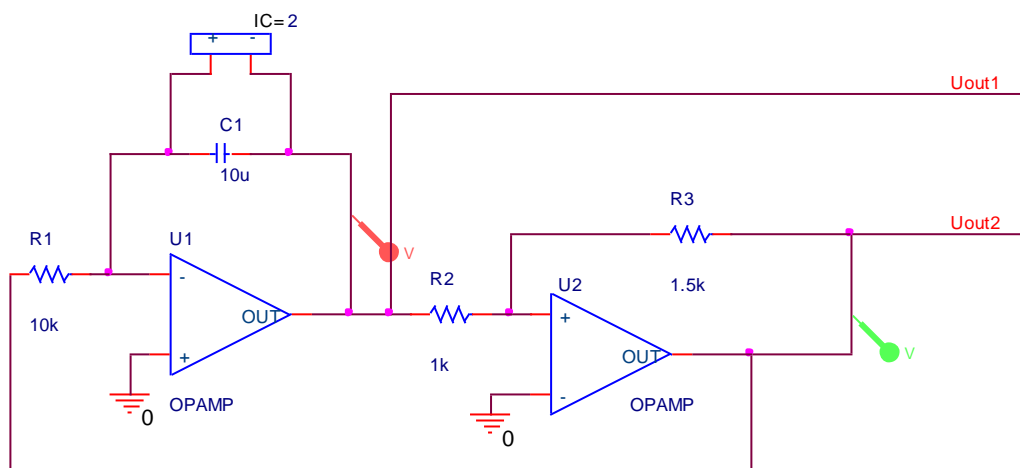


Og grafen ser således ud!!

Indgangssignalet - dvs. musiksignalet - er den røde, og det signal, der føres ud til højttaleren, er den gule.



## Trekant – firkant - oscillator



Uout 1 er en trekant, og Uout 2 en firkant !!

På Operationsforstærkeren U1's indgang er delta  $U = 0$  volt.

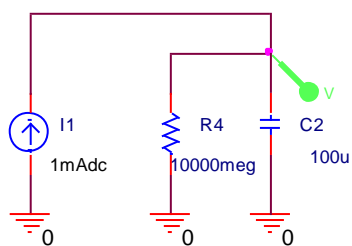
I ovenstående kredsløb er første opamp, U1, koblet som **integrator**. Operationsforstærker U1 vil tilføre kondensatoren en konstant strøm. Herved lades kondensatoren retlinet. U1 virker som konstantstrømsgenerator.

U2 er koblet som komparator. Den vil hele tiden ompole indgangsspændingen til integratoren !

### **Konstantstrømsgenerator:**

Operationsforstærker U1 ovenover virker som konstantstrømsgenerator.

Herunder undersøges, når en konstant strøm oplader en kondensator.



Det er nødvendigt til at placere en modstand over kondensatoren. Ellers "svæver" ledningen, iflg. ORCAD.



For at regne på spændingen skal følgende formler kendes!

$$Q = U \cdot C \quad [C = V \cdot F]$$

og

$$Q = I \cdot t \quad [C = A \cdot s]$$

Opgave:

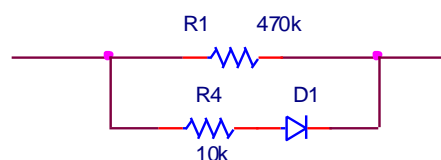
Hvis der lades med en konstant strøm på 1,5 mA på en 220 uF kondensator, hvornår er spændingen 100 Volt ??

Opgave:

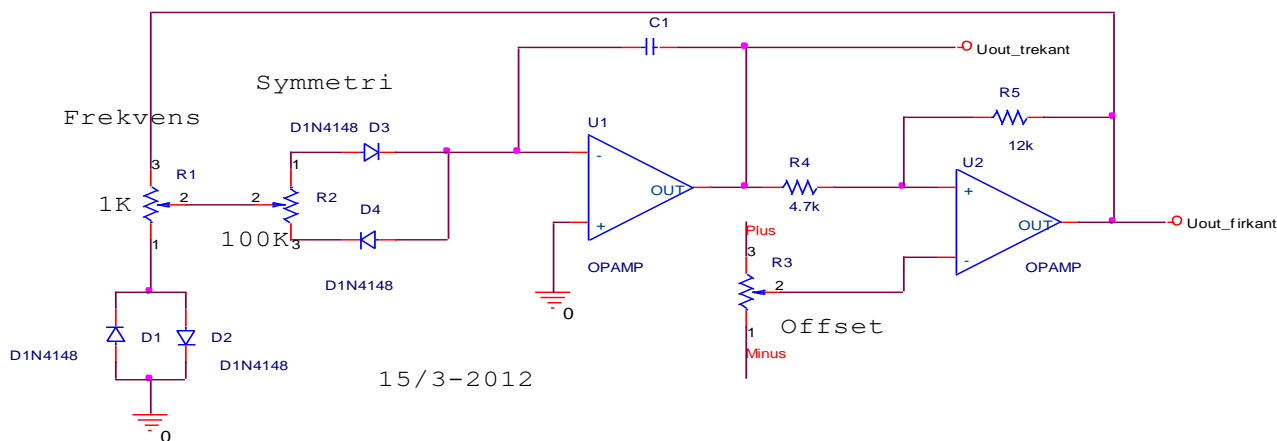
Udregn en formel for ovenstående firkant-trekant oscillator

Skal ovenstående virke på single supply, må stel-sigaleet på U1 og U2 i stedet føres til  $U_{cc}/2$ .

Prøv at erstatte R1 med viste kobling til højre.  
Undersøg !



Følgende kredsløb er en lidt mere kompleks oscillator med justerbar frekvens, symmetri og offset.

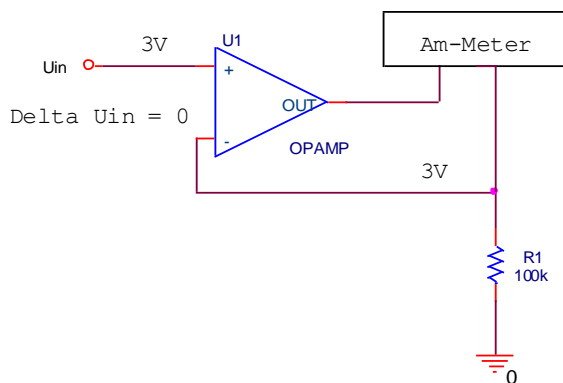


Flere eksempler på anvendelse af OPAMPS:

## Meter Amplifier

Ofte ønsker man at vise et DC-signal på et meter. Fx et 0 til 10 Volt meter kan direkte sluttes til udgangen af en operationsforstærker. Men de fleste metre er imidlertid amperemetre. Dvs. at de har fuldt udslag for fx 100  $\mu$ A.

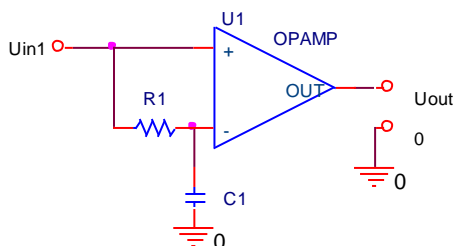
Et kredsløb til at konvertere en spænding til strøm kan se ud som følgende:



Sættes fx 3 Volt på  $U_{in}$ , vil OP-Ampen sætte en sådan spænding på sin  $U_{out}$ , at  $\Delta U_{in}$  er = 0. Dvs. at der ligger 3 Volt over  $R_1$ . Gennem  $R_1$  går altså  $\frac{3}{100K} = 30\mu A$ . Denne strøm kan kun komme fra Opampens udgang, og gå gennem Meteret.

Viseren vil gå ca. en tredjedel op. Skalaen kan så indrettes med relevante tal.

## Tendens:

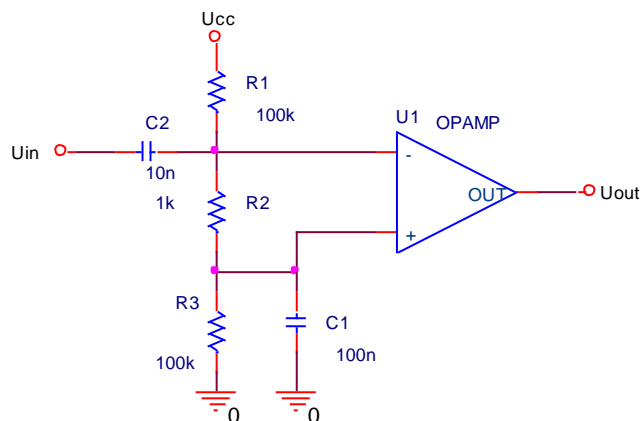


Spændingen mellem R1 og C1 lades – afhængig af tidskonstanten – op mod den påtrykte spænding, Uin1. Men det tager lidt tid. Dvs. at spændingen på minus-indgangen halter lidt efter Uin, og dermed plus-indgangen. Er Uin så på vej opad, vil plusindgangen være højere end minusindgangen, og Uout vil være høj.

Modsat ved spændingsfald.

Ovenstående kredsløb har bare et lille problem. Hvis Uin ikke ændrer sig, vil der være samme spænding på operationsforstærkerens ben. Så Uout burde være = 0. Men selv en lille støj-spænding, vil på Uout til at oscillere.

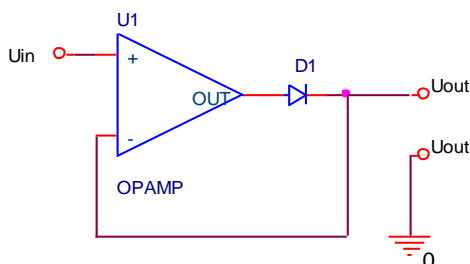
Dette kan afhjælpes med dette kredsløb:



## Ideel ensretter:

En ideel ensretter kan ikke bruges til at ensrette power-signaler, der skal overføre energi.

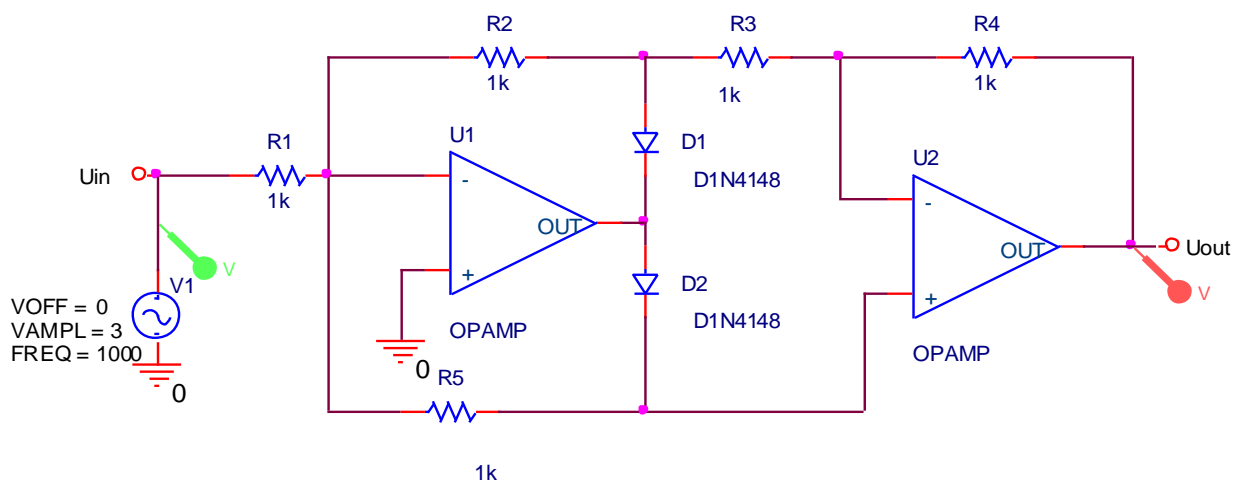
Enkelt ensretter:



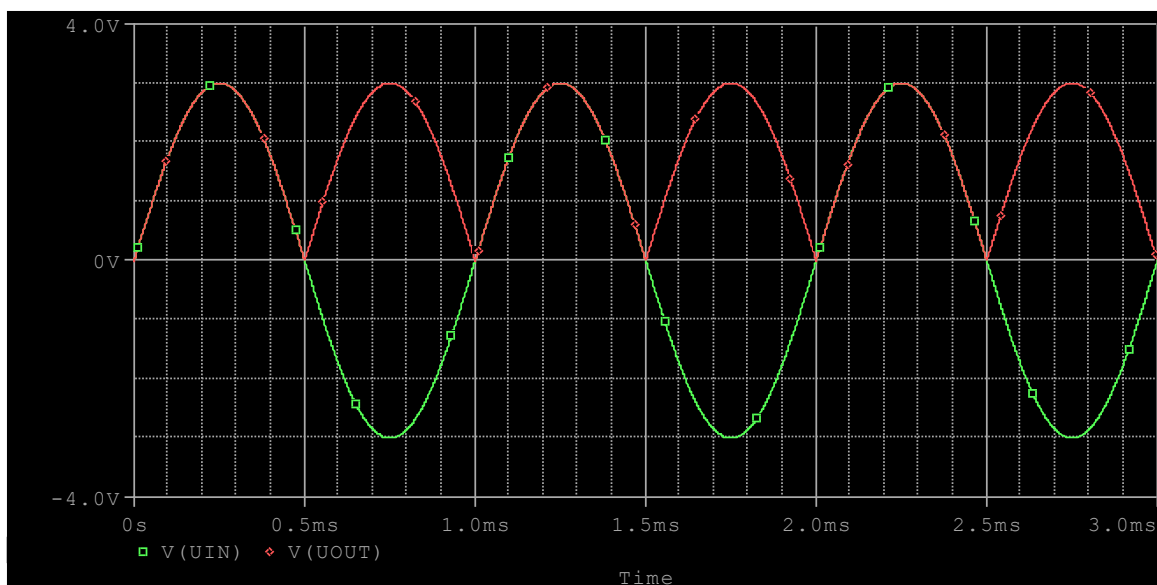
Udgangssignalet vil følge indgangssignalet, men kun i positive halvperioder.

En ideel dobbelt ensretter kunne se ud som flg.:



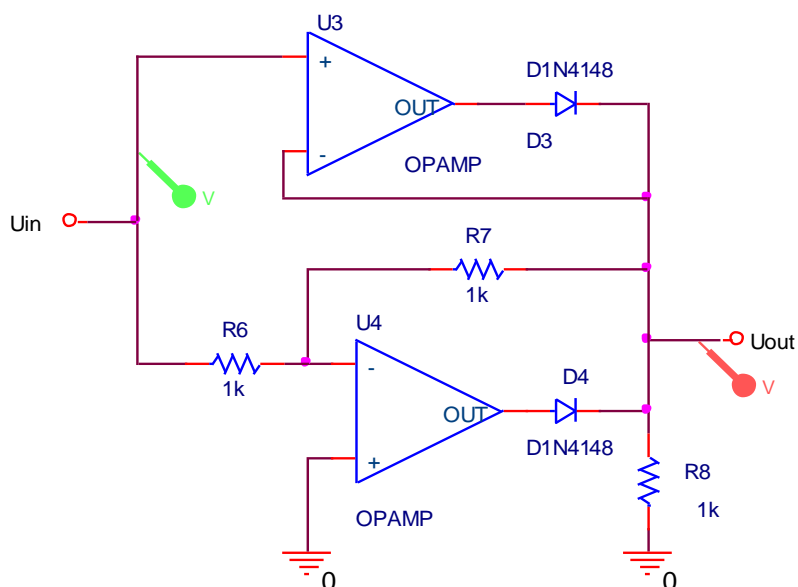


Grafen for kredsløbet ser således ud!!

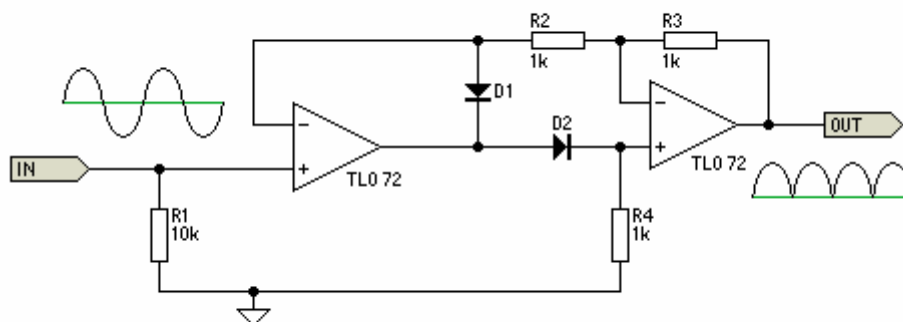




Eller kredsløbet kunne bygges således:



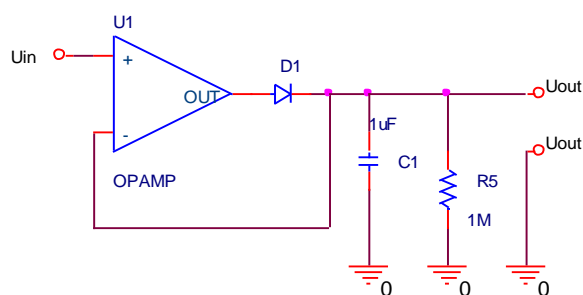
Og endnu et eksempel:



## Peak-detektor:

Opamp-en vil i positive halvperioder fylde kondensatoren med ladning. Ladningen kan ikke forsvinde retur i op-amp'en igen pga. dioden, og den store  $R_i$  i indgangen.

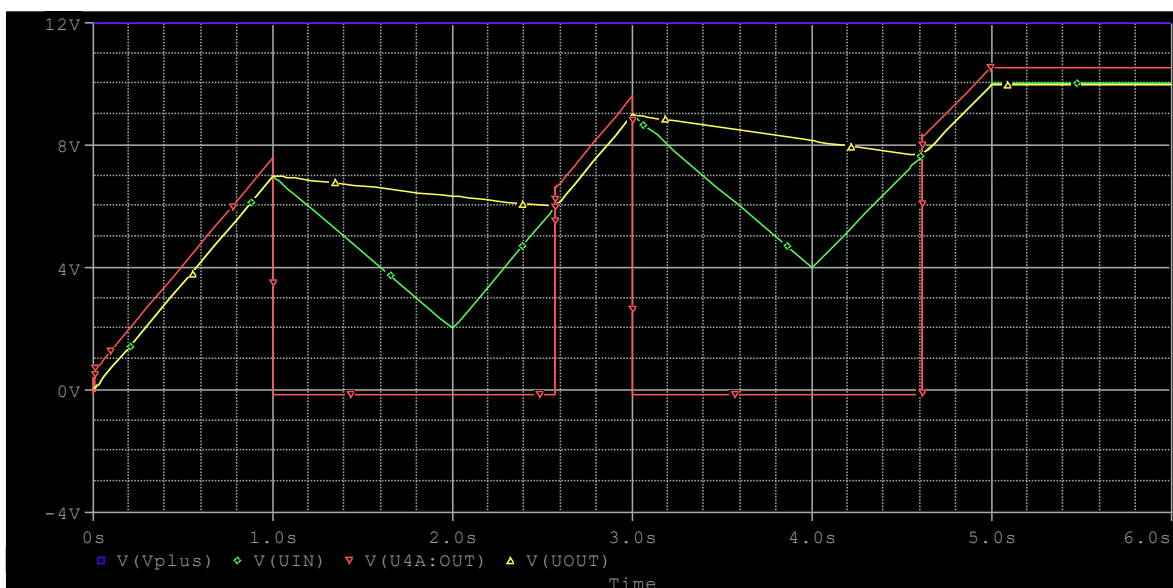
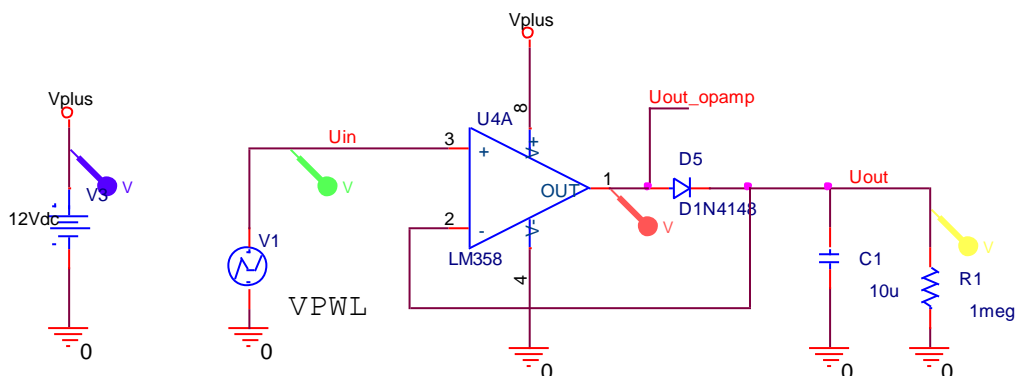
Dvs. at den beholder den største ladning, den har fået i en periode, bestemt af aflademodstanden  $R_5$ .



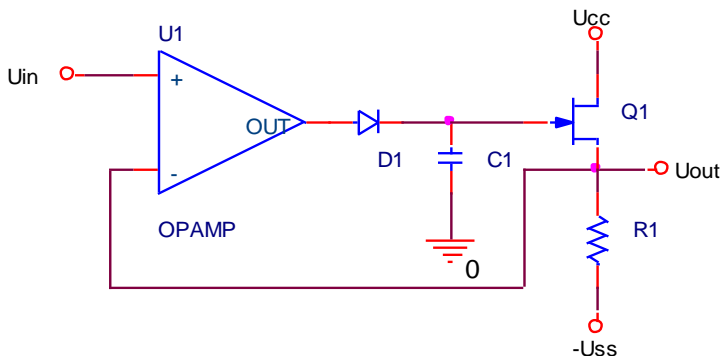
Er  $R_5$  der ikke, vil spændingen  $U_{out}$  blive ved med at være lig den højeste  $U_{in}$ .



## Orcad simulering af Peak-detektor.



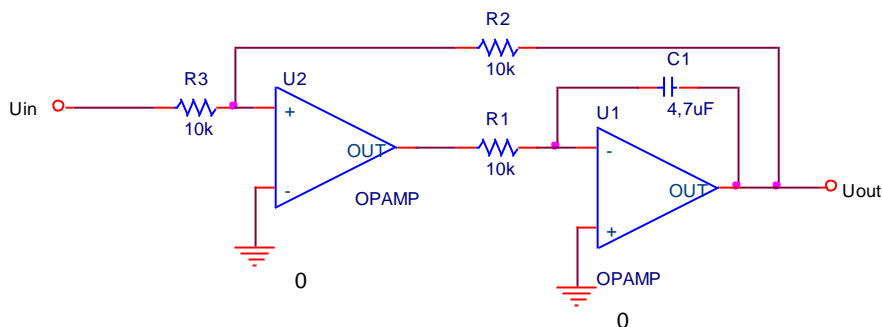
Dette kredsløb har højere indgangsimpedans på transistoren og aflader derfor ikke C1 så hurtigt.



## Opløbsintegrator:



En opløbsintegrator anvendes i situationer, hvor udgangsspændingen kun må ændres med en bestemt hastighed. Fx styrespændingen til at styre olie-flowet til cylindrene i en sky-lift.



## Integrator

I kredsløbet ovenover, er U1 koblet som / virker som Integrator. Dvs. den integrerer spændingen på venstre side af R1.

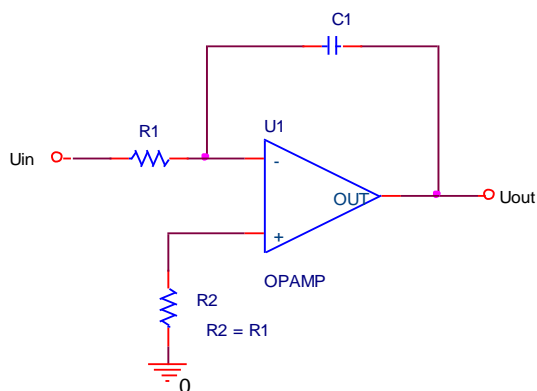
Her ses på en integrator ved DC, ( jævnspænding )!! Udgangsspændingen må være et udtryk for arealet under en graf!! Grafen er den, der udtrykker spændingen på venstre side af R1. Formlen er:

$$U_{out}(t) = \frac{-1}{R \cdot C} \int_0^t U_{in}(t) dt$$

Hvis der er en spænding på  $U_{in}$ , vil der gå en **konstant** strøm hen imod den inverterende indgang, der jo er nul Volt, = Virtuel stel !! Denne strøm er nødt til at gå op til C1, hvor ladningerne sætter sig. Fra kondensatorens anden side løber lige mange ladninger væk imod  $U_{out}$ .

Dvs. kondensatoren bliver ladet op, med nul Volt på venstre plade, og mere og mere negativ **retlinet** på højre side ( efter den vedtagne konvention ! ) .

Bliver  $U_{in}$  nu igen nul Volt efter fx 3 sekunder, løber der ikke nogen strøm længere, og derfor sker der ingen op eller afladning af kondensatoren. Udgangsspændingen er nu afhængig af indgangsspændingens størrelse og varighed ( Med et minus foran ! ) Altså er arealet under grafen, der beskriver  $U_{in}$  nu udtrykt ved  $U_{out}$ .



Formler der gælder for kondensatorer ved konstant strøm:

$$Q = I \cdot t [C = A \cdot s] \quad \text{og} \quad Q = U_c \cdot C [C = V \cdot F]$$

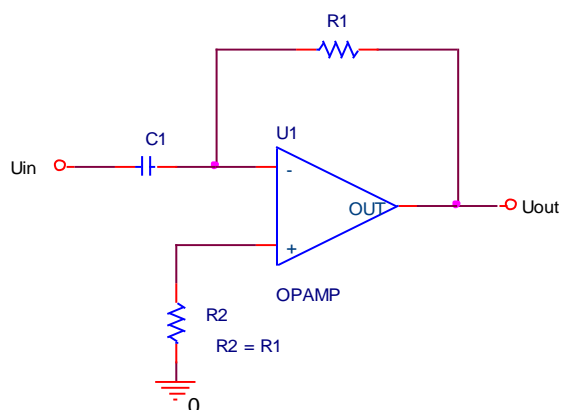


## Differentiator

$$U_{out} = - R \cdot C \frac{d(U_{IN})}{dt}$$

Kun ændringer kommer igennem kondensatoren. Dvs. pludselige ændringer ”går lige igennem”, og påvirker spændingen på den inverterende indgang. Op-amp’en vil hurtigt reagere herpå ved at sætte en sådan spænding på sin udgang, at den inverterende indgang forbliver 0. Udgangen er således et udtryk for  $d(U_{IN})$ .

Ændres indgangsspændingen langsomt opad, skal der fjernes ladninger på den anden side af kondensatoren for at spændingen her fortsat er nul. Den strøm skal gå op gennem R1. Dvs.  $U_{out}$  skal være negativ. Jo større ændring på  $U_{in}$ , jo større strøm gennem R1, og jo større negativ spænding på  $U_{out}$ .

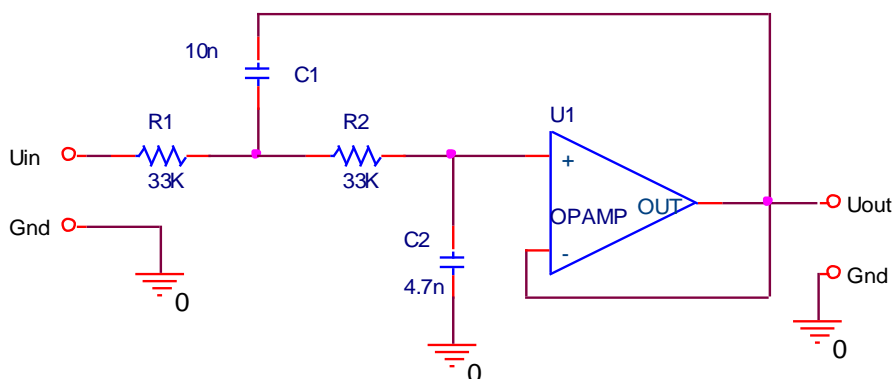


Nu følger nogle kredsløbseksempler med frekvensafhængig respons.

## Filtre:

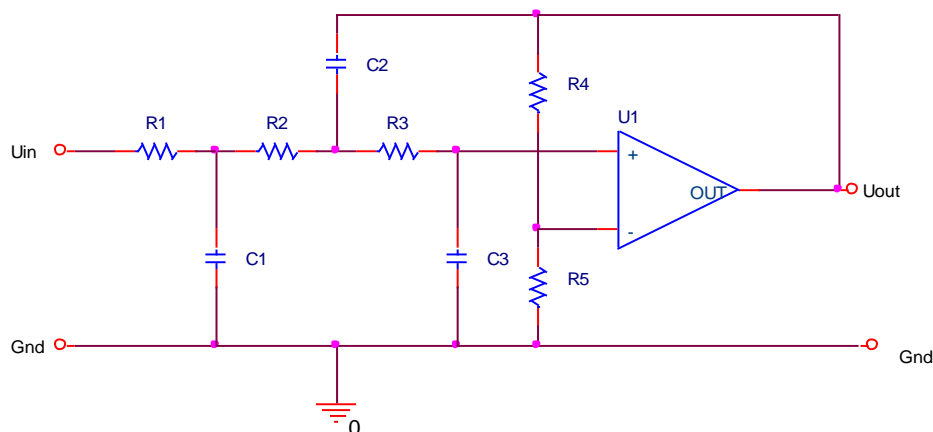
Et filter er et kredsløb, der er specialtilpasset til at dæmpe eller forstærke udvalgte frekvenser.

Eksempel på et 2.ordens filter. Der er to frekvensafhængige komponenter, dvs. to kondensatorer i filteret.





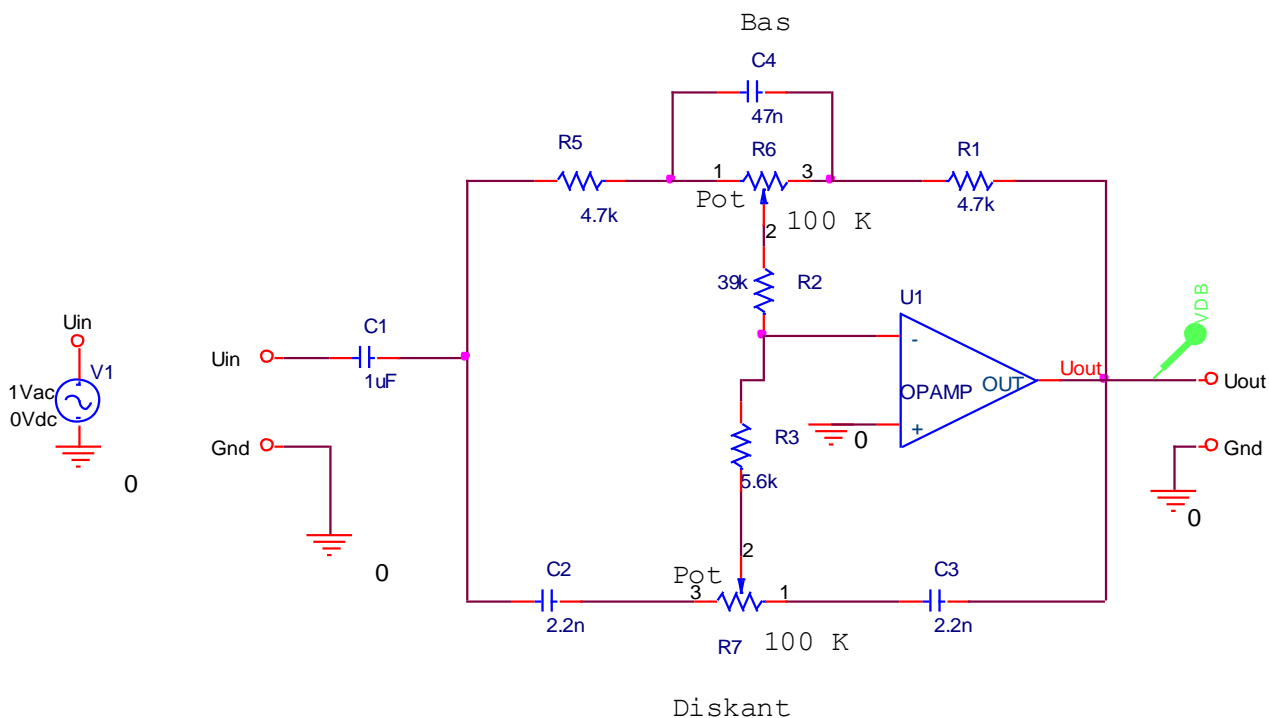
Og et 3. ordens filter. Med 3 kondensatorer.



Se side med filterkalkulation: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm>

## Diskant og Bas-kontrol

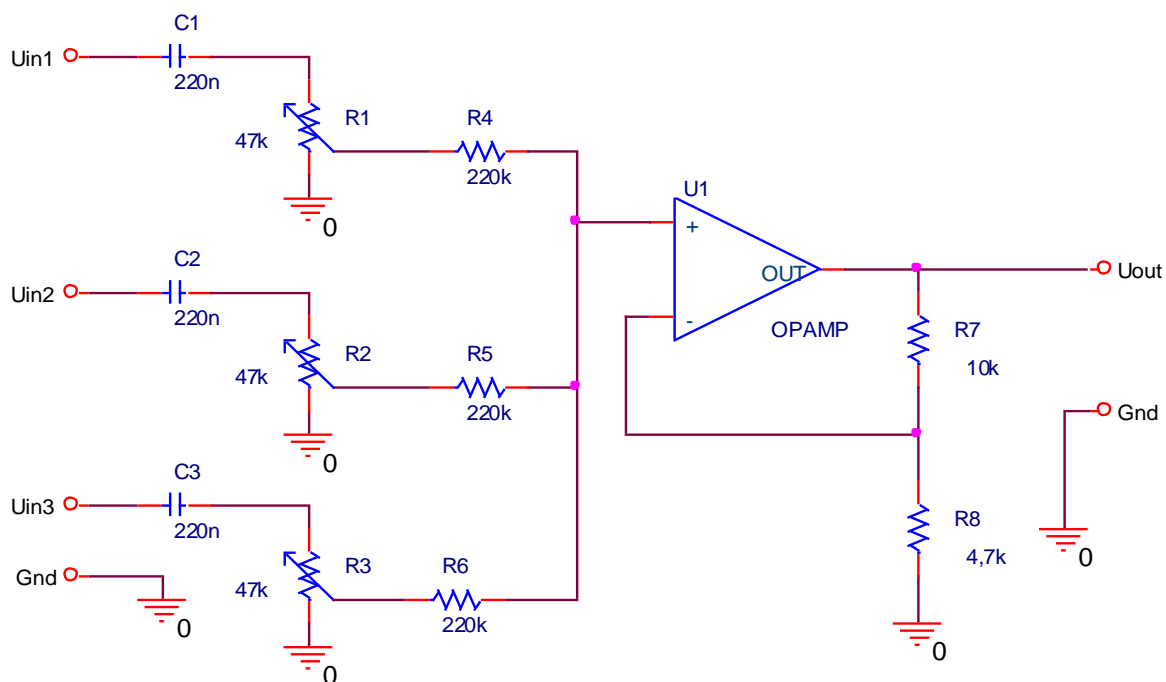
Eksempel på en tonekontrol. Der er justeringsmulighed for øverst de lave frekvenser, - Bas – og nederst for diskanten.



## Mixer:



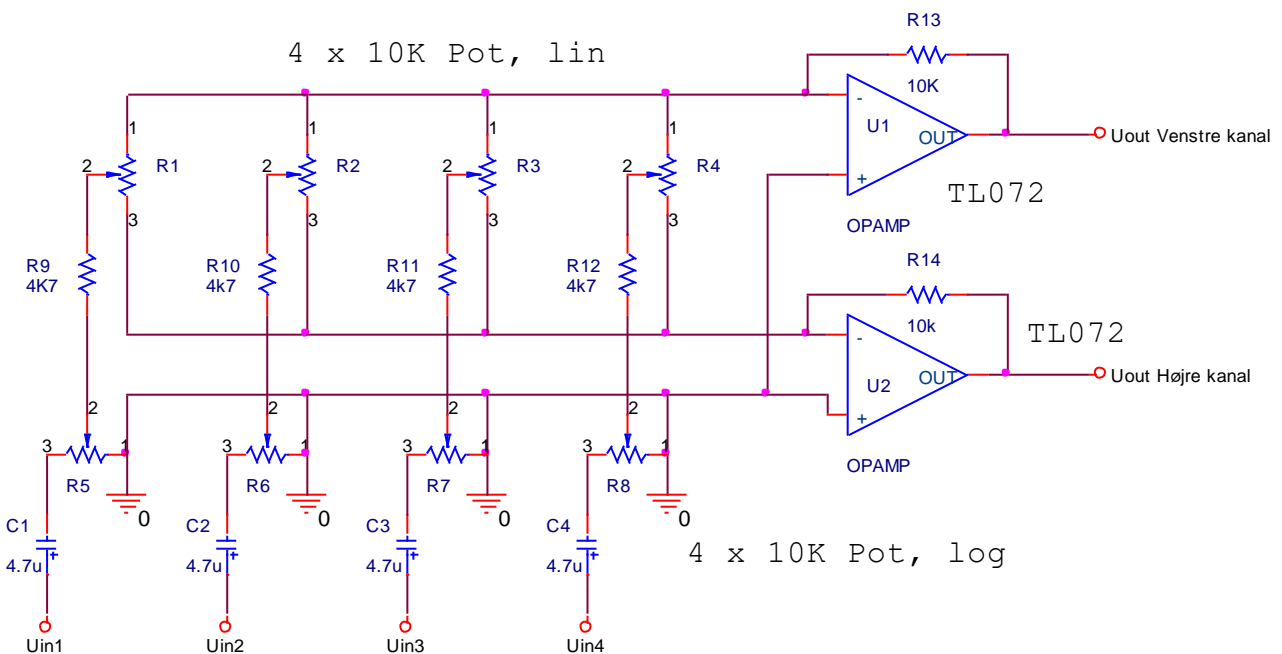
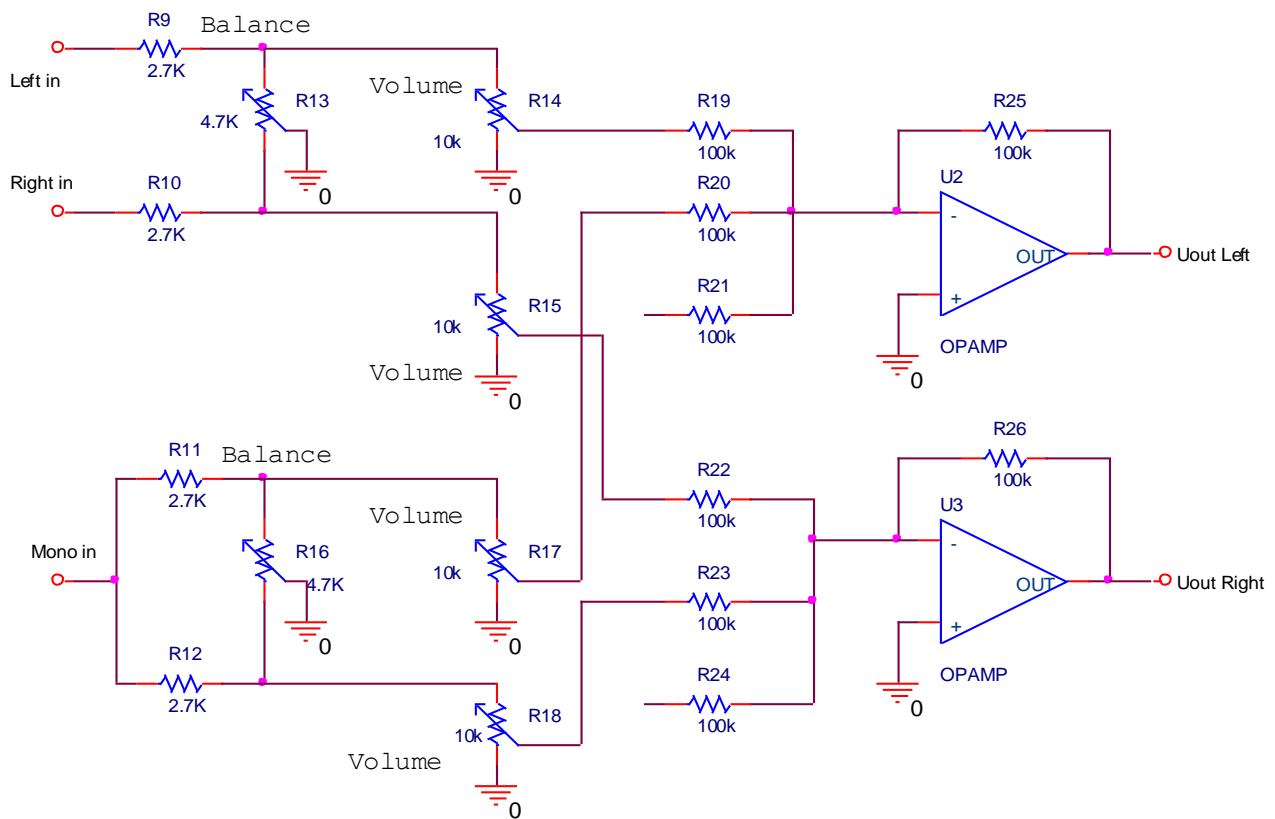
En mixer er et kredsløb, der kan samle signaler fra flere kilder, dvs. flere indgange, og sende dem samlet ud på udgangen. Ved hjælp af potentiometre kan større eller mindre del af indgangssignalerne blandes ind i udgangs-signalet.



Evt. kan operationsforstærkeren kobles som inverterende forstærker, med fx en 220 kOhm modstand som feed back modstand.

## Et andet eksempel:

Her er der én stereo-indgang, og én monoindgang.

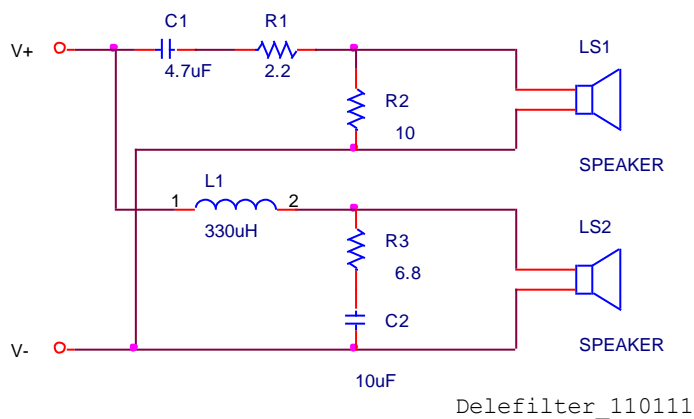


**Her er vist et par delefilter til højtalere:**

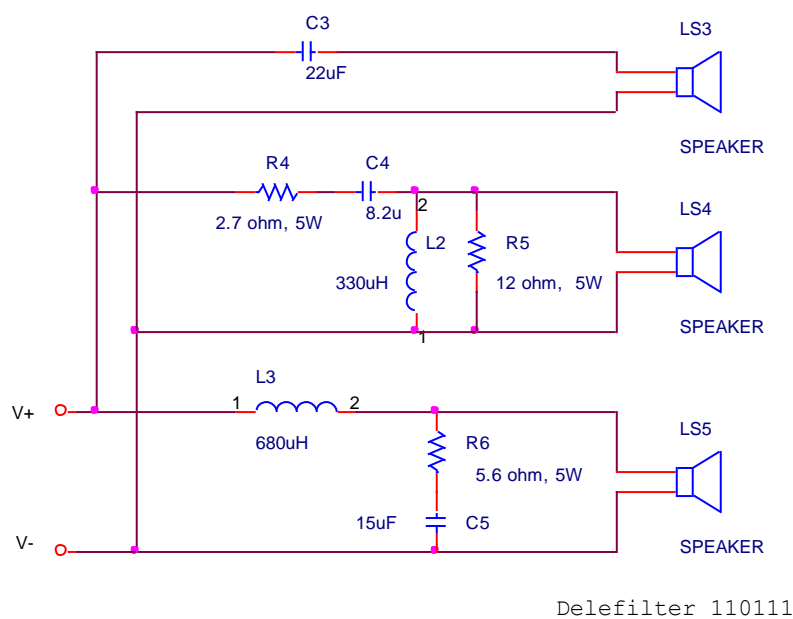




To-vejs højtalersystem:



3-vejs. Alle modstande er 5 Watt



<http://www.mediacollege.com/audio/01/sound-waves.html>

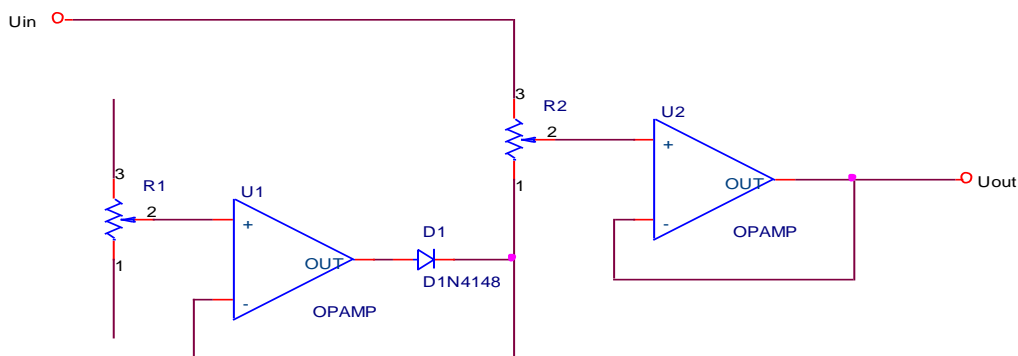
## Signalmanipulation, Signalkonditionering. Kredsløbseksempler

Fx til at begrænse en udgangsspænding. Skylift ??



Undersøg dette kredsløb.

Vend dioden D1, og gentag.



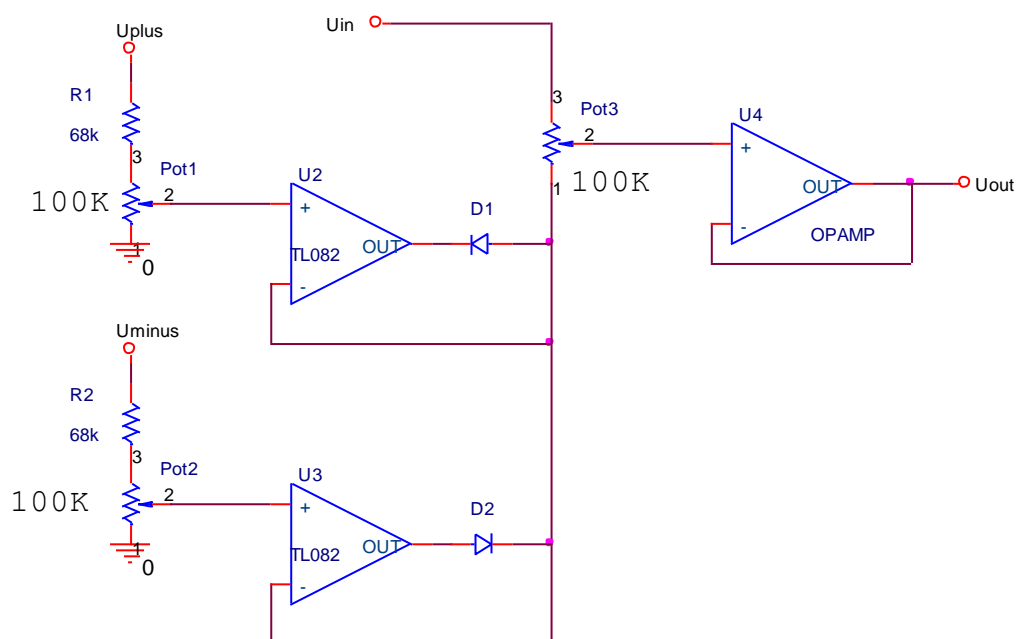
Tegn graf for  $U_{out} = f(U_{in})$ .

Operationforstærkerne er TL082.

På Pot1 og Pot2 kan man justere klippespændingen.

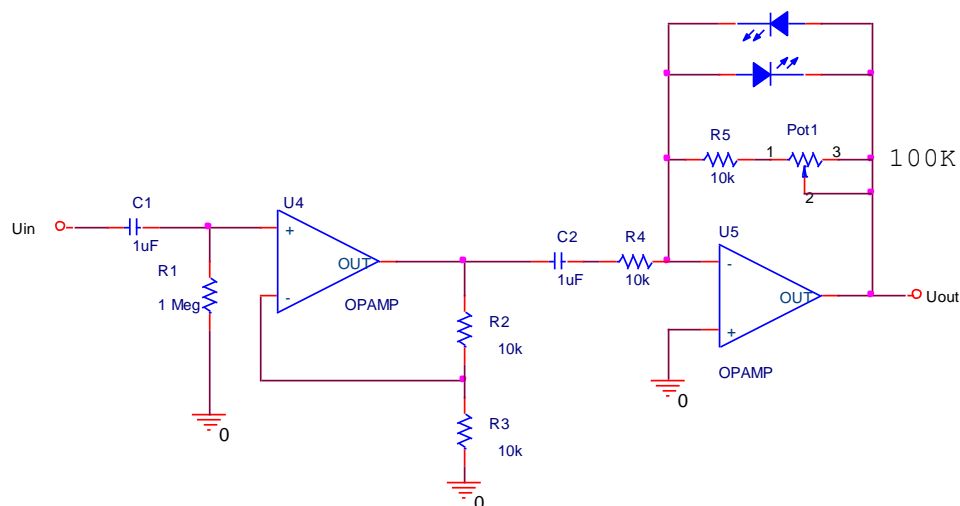
På pot3 justeres Uout.

Pot1 og Pot2 kan være et stereo-pot.



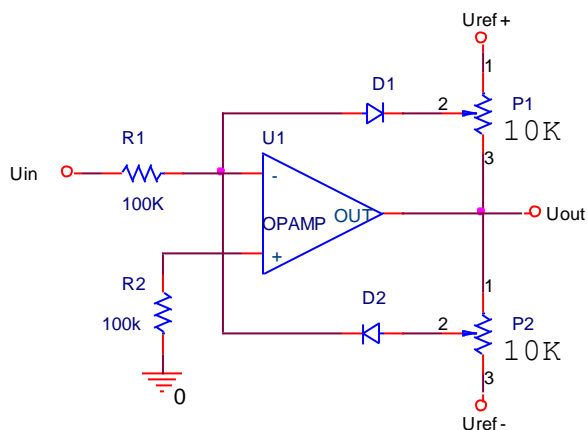
Manipulering af Guitar signal

Der anvendes fx lysdioder som Clipping-dioder.





Justerbar saturation niveauer.

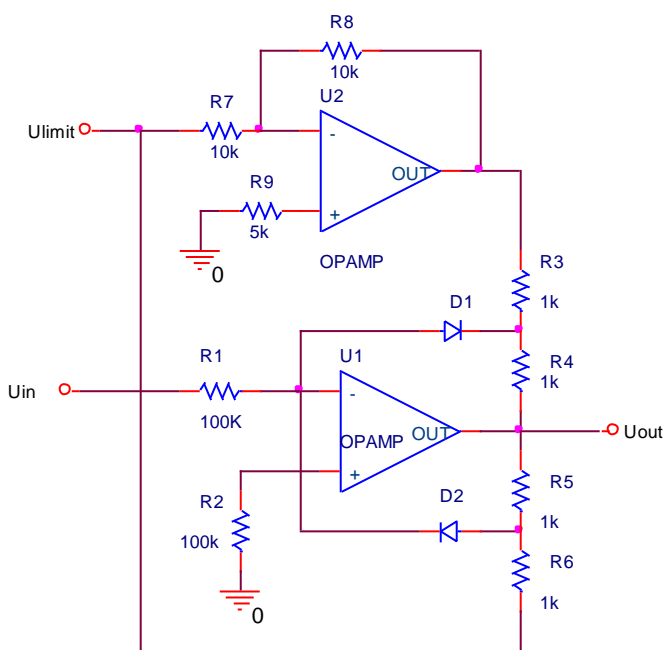


Spændingskontrolleret saturation-niveauer.

Ulimit kan fx være en lavfrekvent sinus-signal,

” wow-wow-wow”

$$U_{out} = -1 * ( U_{limit} + 1,4 ) ??$$



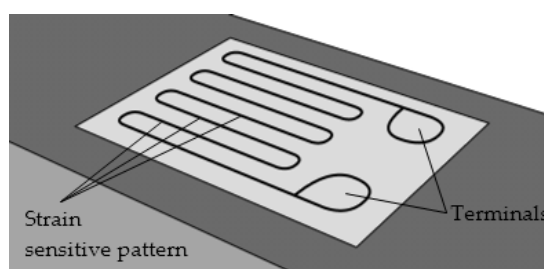
## Instrumentforstærker: / Instrumentation Amplifier

Differensforstærkeren, beskrevet tidligere, bruges til at forstærke små spændingsforskelle, fx fra en opstilling med Strain Gauges.

*Strain is the geometrical measure of deformation representing the relative displacement between particles in the material body, i.e. a measure of how much a given displacement differs locally from a rigid-body displacement.*

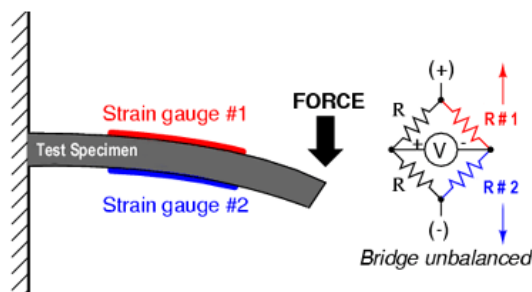
Kilde: [http://en.wikipedia.org/wiki/Strain\\_\(materials\\_science\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Strain_(materials_science))

En Strain Gauge er en lille tynd plast-plade med en modstandsbane, der løber frem og tilbage. Hvis man strækker Strain Gaugen lidt, bliver banerne trukket, og dermed lidt tyndere. Herved bliver dens samlede modstand lidt større.

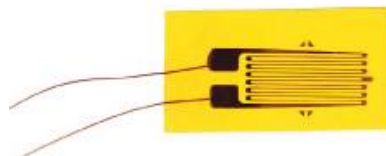
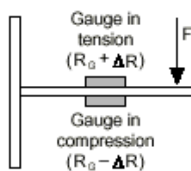
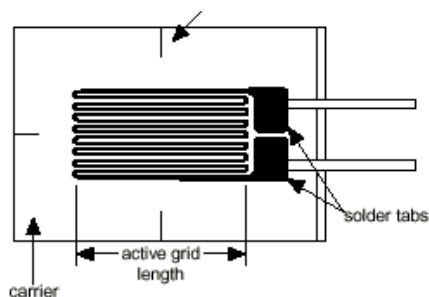


Billedet viser to Strain Gauges limet på en arm, der belastes af en kraft. Det kunne fx være en silo, der skal vejes.

Kilde: <http://www.sensorland.com/HowPage002.html>

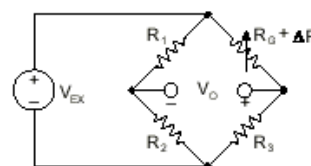


Søg på: Load Cells, eller Vejeceller.



En Strain gauge sættes op i en Wheatstone Bridge.

Det er utroligt lidt, modstanden ændrer sig i strain gaugen. Derfor er det en meget lille spændingsændring, der opstår som følge af modstandsforøgelsen ved strækning af gaugen. Derfor kræves en utrolig stor forstærkning.





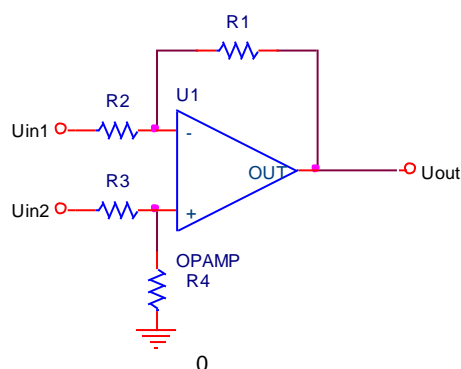
## Her ses igen på en differensforstærker:

Kredsløbet skal have split Supply !

Hvis  $R1 = R4$  og  $R2 = R3$  bliver udgangsspændingen

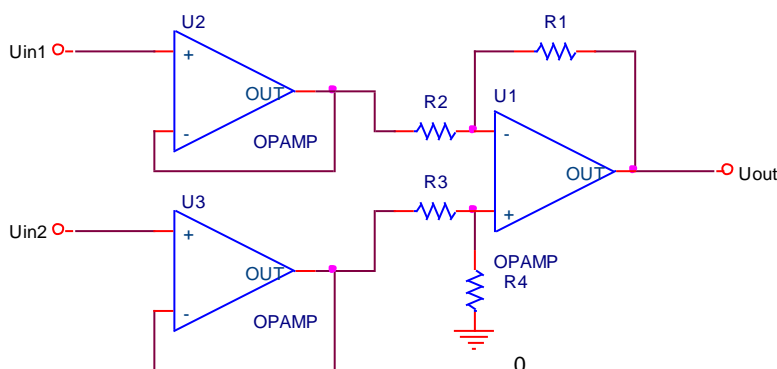
$$U_{out} = (U_{in2} - U_{in1}) \cdot \frac{R1}{R2}$$

Forskellen mellem  $U_{in1}$  og  $U_{in2}$  forstærkes et antal gange, bestemt af  $R1 / R2$ .



Imidlertid er der en ret lav indgangsmodstand i kredsløbet. Den er lig  $R2$  idet operationsforstærkerens indgange kan opfattes som virtuel stel. Dette kan afhjælpes ved at sætte en forstærker foran hver indgang:

Split Supply !

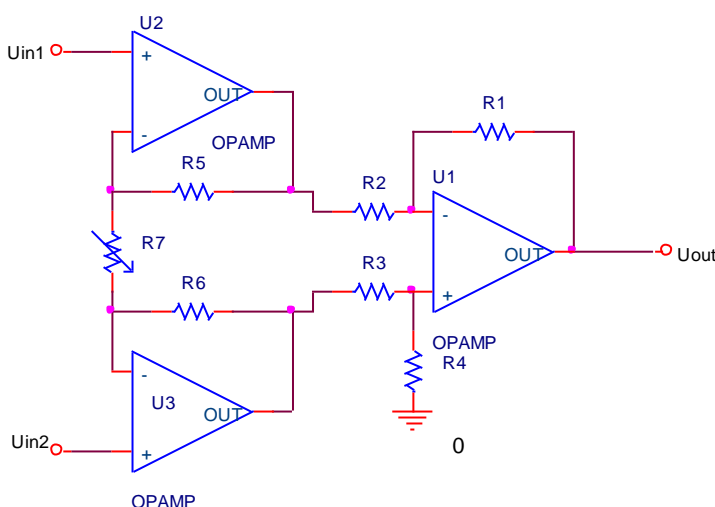


Herved opnås en meget højere indgangsmodstand.

Benyttes følgende kobling, kan man (for) forstærke signalet, samtidig med stor indgangs-modstand. Med justering af 1 modstand,  $R7$ , kan begge indganges forstærkning varieres ens.

$$R5 = R6.$$

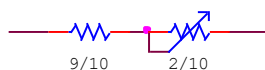
Forforstærkerne er almindelige non inverting koblinger, hvis man forestiller sig, at der er virtuel stel midt i  $R7$ .



$$\text{Den samlede forstærkning bliver : } U_{out} = (U_{in2} - U_{in1}) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R5}{R7}\right) \cdot \frac{R1}{R2}$$



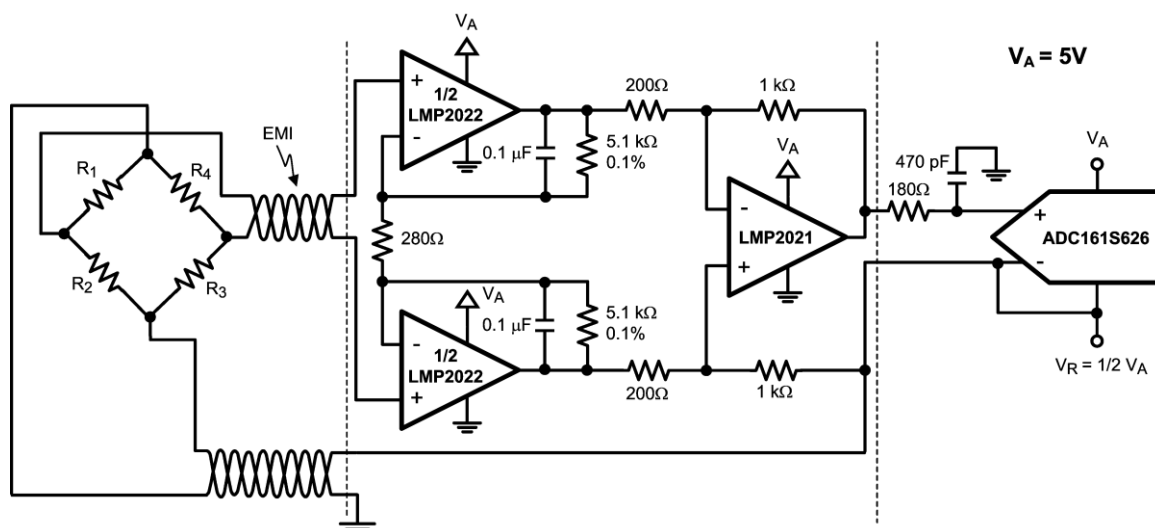
Gøres R1 eller R4 variabel, kan  $U_{out}$  justeres til = 0 Volt, når indgangsspændingerne er ens. Operationsforstærkere er jo ikke ideelle !! Fx flg. kan erstatte R1 eller R4:



For at dæmpe HF-støj, kan der placeres kondensatorer over R5 og R6.

Instrumentation Amplifiers kan også købes som færdige IC'er. Fx LM363, LM321

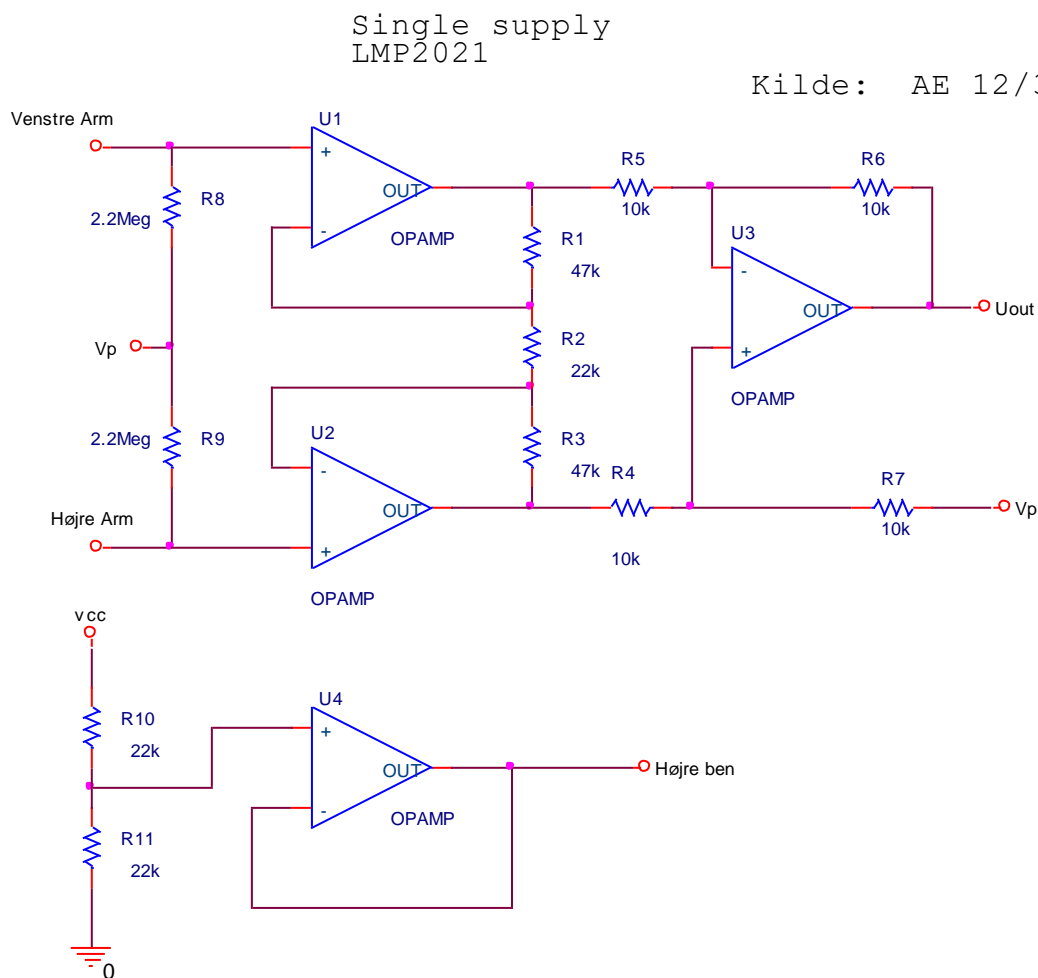
Eksempel:



Kilde: <http://www.national.com/images/pf/LMP2021/30014972.pdf>



## Eksempel på et ECG-signalkonditioneringskredsløb.



Se endvidere <http://www.epn-online.com/page/new57839/signal-conditioning-in-portable-medical.html>  
<http://freecircuitdiagram.com/2010/03/18/ecg-signal-conditioner/>

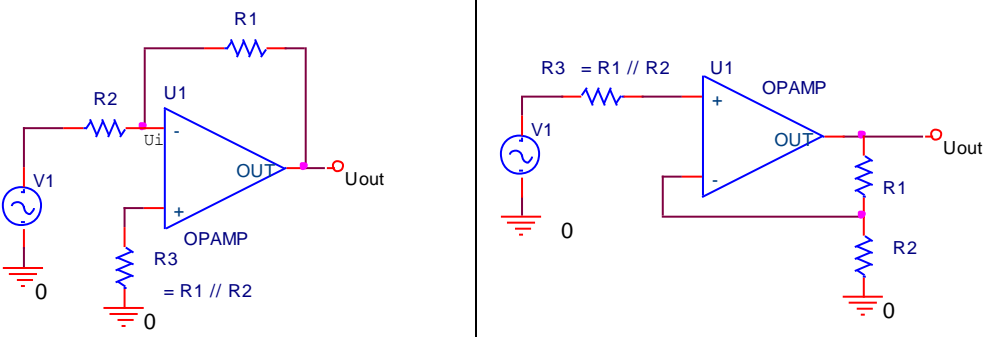
Søg ECG signal conditioning.



## Fejl i operationsforstærkere.

Rigtige operationsforstærkere er selvfølgelig ikke ideelle. I starten er det OK at opfatte dem som sådan, men i reelle opstillinger bør man kende til evt. fejl forårsaget af ikke-ideelle forhold i kredsen.

Der er en række parametre, der her forklares:

Parameter:	Forklaring:
Input Current, Input bias current	Strømmen I inputterminalerne er ikke 0. Afhængig af opbygningen af op-amp'en vil der altid gå en lille strøm enten ind eller ud. Denne strøm kaldes Input Bias Current. Den er basis-strømmen eller Gate-strømmen til input-transistorerne. Størrelser fra få n[A] for BJT = alm. bipolare opamp's til p[A] for FET-inputs.
Input offset current  $I_{os}$	<p>Her forstås forskellen mellem input bias strømmene. <math>I_{os}</math>. Typiske værdier for offset strøm er <math>\frac{1}{2}</math> til <math>\frac{1}{10}</math> af bias strømmen.</p> <p>For at begrænse forskelle i <math>I_{os}</math> monteres normalt en modstand i serie som vist herunder, således at operationsforstærkeren "ser" ud i samme modstand på begge input.</p> 
Input impedance	Ved input modstand forstås den modstand, der forekommer ind i en indgang, når den anden er kortsluttet til stel. For BJT – input Opamps er den ca. 2 Mohm, og for FET fx $10^{12}$ ohm.
Common-mode input range	
Input voltage range	Inputspændinger må ikke overskride supply spændingerne. For nogle typer må inputspændingen ikke komme nærmere forsyningen end et par volt. Nyere har inputspændinger fra "Rail to Rail." For en opamp der arbejder med $\pm 15$ Volt, kan den garanterede $U_{input}$ være fx $\pm 11$ Volt. Bringes $U_{in}$ udenfor tilladt område, kan udgangen opføre sig helt forkert, fx gå i modsat retning. Måske vil der ske ødelæggelse !!





	LM358 kan "sense near ground. " Dvs. den kan måle spændinger tæt på 0 selv ved single supply.
Differential input range	Nogle bipolare op-amps tillader kun en begrænset spænding mellem inputtene. Nogle så lille en spænding som $\pm 0,5$ Volt. Dette kan forhindres med 2 dioder i antiparallel kobling direkte mellem indgangsterminalerne.
Output impedance,	Den modstand, der ses ind i bag ind i udgangen (ved signalets midtpunkt ), uden feed back. Måles i Ohm. Fx 40 ohm, men for nogle lowpower op-amps kan den være så høj som flere kohm. Modkobling kan reducere Rout.
Max Iout	Typisk kan en op-amp levere / synke fx 20 mA. Trækkes for meget strøm, kan Uout swing ikke blive så stor. Nogle opamps kan levere ret stor strøm, kaldes "power-opamps".
Output swing,	Uout kan normalt ikke svinge helt ud til forsyningsspændingerne. Men LM358 kan svinge tæt ned på negativ forsyning, hvilket er smart ved single supply.
Voltage gain og phase shift. ( fasedrejning )	Typiske værdier for en operationsforstærkers råforstærkning kan være $10^6$ gange ved DC. Ofte angivet i dB.  Men ved stigende frekvenser falder værdien til at være unity gain ( = 1 ) ved en frekvens på 1 til 10 MHz. Denne frekvens kaldes $f_T$ .  Er kredsen internt kompenseret, dvs. forsynet med en dominerende kapacitet på chippen, er hældningen ( Bode-plottet ) - 20 dB / dekad, startende fx fra 10 Hz. Båndbredden = 10 Hz.  Men som følge af kapaciteten vil der også være en fasedrejning på udgangen. Allerede 45 grader i knækket ved 10 Hz.  Derfor udnyttes sjældent hele den medfødte forstærkning. Og båndbredden bliver herved også større.  Nogle opamps skal have monteret en extern kondensator for at fungere. !!
Input offset voltage  $U_{os}$	Op-amps har ikke perfekt balancerede inputtrin. Forbindes de to indgange begge til 0, vil der altid være en – lille – spænding på Uout. Den forskel, der er nødvendig på en af indgangene for at bringe udgangen på 0 Volt, kaldes $U_{os}$ . Værdier på fx 0,8 mV.  Med fx følgende kredsløb kan offset justeres bort. Med justering af potentiometeret kan der trækkes lidt skævt i opstillingen.  Nogle op-amps har terminaler, hvor der direkte kan tilsluttes et potentiometer, til bortjustering af $U_{offset}$ . Fx den "ældgamle" 741.



<p>Offset drift:</p>	<p>Offset spændingen er heller ikke konstant ved forskellige temperaturer. Driften angives i <math>\mu\text{V} / ^\circ\text{C}</math>. Fx værdier på få <math>\mu\text{V} / ^\circ\text{C}</math>.</p>	
<p>Slew rate  SR</p>	<p>Den maksimale hastighed, en operationsforstærkers udgangen kan ændre sin udgangsspænding, er begrænset. Max spændingsændring pr tidsenhed måles i <math>\text{V} / \mu\text{s}</math>.</p> <p>Det er pga. kapaciteter inde på chippen, at hastigheden ikke er uendelig. Skulle en – selv nok så lille kondensator – lades på uendelig kort tid, ville det kræve en uendelig stor strøm. Altså er udgangsspændings-ændrings-hastigheden endelig.</p> <p>Eks. Her udregnes er den maksimale spændingsændringen for en 1 MHz sinusspænding på 3 Volt RMS</p> <p>Matematisk repræsenteres en sinus spænding af flg. ligning:</p> $U = U_{Max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \omega (= 2 \cdot \pi \cdot f) \text{ er vinkelfrekvensen i radianer pr sek.}$ <p>For at finde hældningen på sinussen, må der differentieres.</p> $\frac{dU}{dt} = \omega \cdot U_{Max} \cdot \cos(\omega \cdot t)$ <p>Max værdi af Cosinus-funktionen er 1, altså fås</p> $\left. \frac{dU}{dt} \right _{Max} = \omega \cdot U_{Max}$ <p>Det huskes, at <math>\omega = 2\pi f</math>, og at peak-værdien for en sinusspænding er <math>\sqrt{2}</math> gange RMS-værdien. Altså fås</p> $\left. \frac{dU}{dt} \right _{Max} = 2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot \sqrt{2} \cdot 3 = 26,66 \text{ V/mS}$ <p>Altså er sinusspændingens max ændring = 26,66 Volt pr mS.</p> <p>For en Operationsforstærker er formlen</p>	



$$SR = \frac{d(U_{out})}{dt} = U_{out\ peak} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)$$

Hældningen er max ved  $t=0$ .  $t=0$  indsættes, og  $\cos(0)$  er = 1. Der fås:

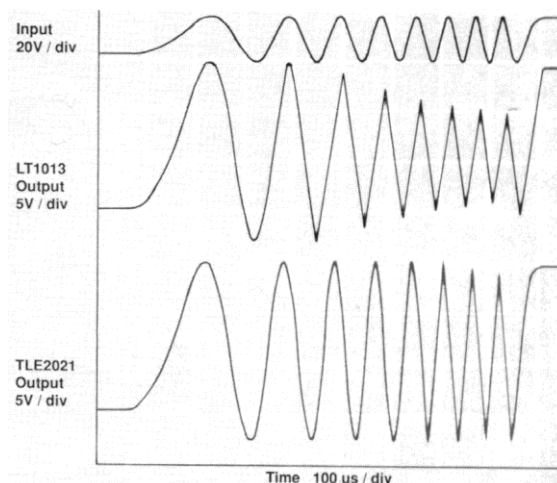
$$SR = U_{out\ peak} \cdot \omega = U_{out\ peak} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$f_{max} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot U_{out\ peak}}$$

SR-Værdier for en LM358 ~ ca 4 [V /  $\mu$ S], mens andre er betydelig hurtigere. Fx 6000 [V /  $\mu$ S].

Slewrate begrænser amplituden af et rent sinus-signal på output. Hvis hældningen på sinus-signalet i nulgennemgangen bliver større end SR, vil signalet forvrænges.

Følgende viser princippet. To Unity-gain ( 1 gang ) forstærkere påtrykkes et 20 V<sub>pp</sub> signal med stigende frekvens, og udgangen iagttages:



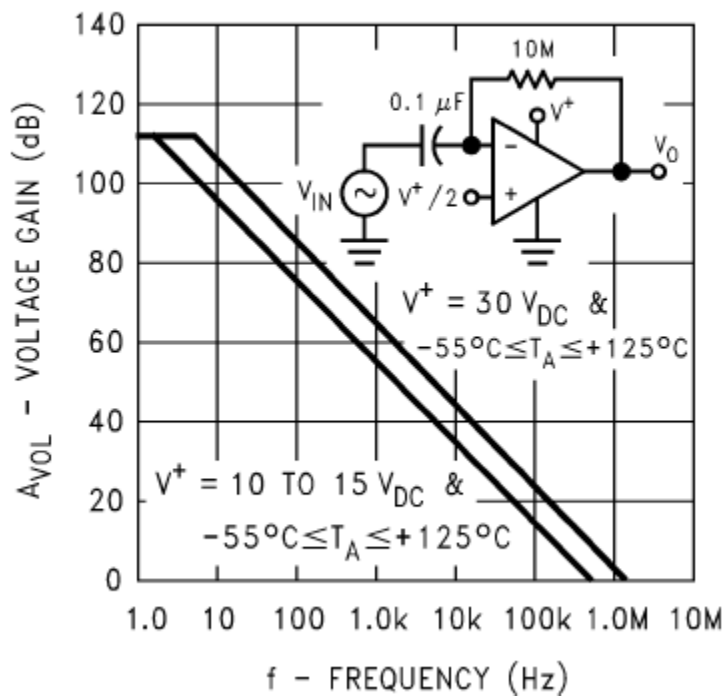
*TLE2021 kan håndtere et 20 V<sub>pp</sub> signal ved 14 Khz uden distortion.*

*LT1013 starter at slewrate-begrænse U<sub>out</sub> allerede ved 6 KHz.*

Hvis frekvensen bliver så høj, at  $dU/dt$  bliver for stor, bliver  $U_{out}$  en ret linje, der svinger op og ned, altså en trekant.



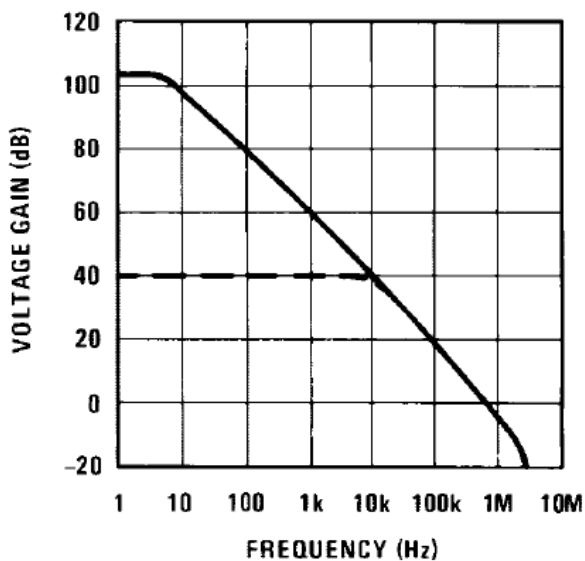
### Open Loop Frequency Response

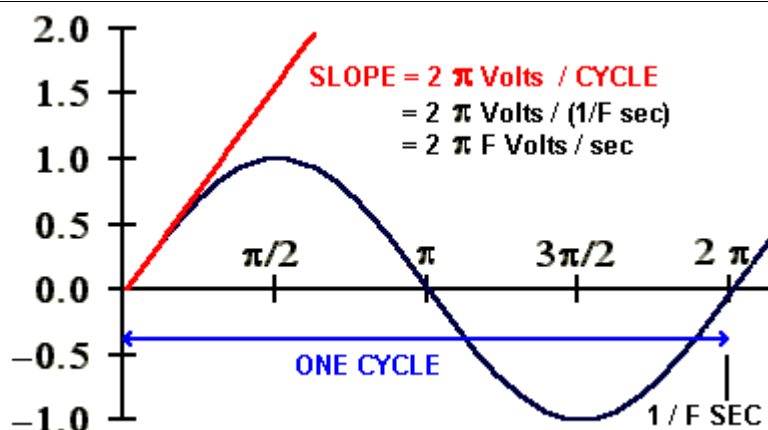


Open loop response for en LM358. Slewrates er typisk 0,3 Volt / uSec.

$$SR = \max \left( \left| \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right| \right)$$

Her ses et eksempel på, at der er valgt en lavere forstærkning, hvorfor opampen kan følge med op i højere frekvenser





Temperatur afhængighed	Alle parametre har en eller anden afhængighed af temperaturen.
Open loop voltage gain	Råforstærkningen er ikke uendelig. Realistiske værdier fra $10^6$ til $10^7$ ? ( Mangler graf for open loop gain, side 193. )
Output current	
Unity gain Bandwidth ~ 3 dB båndbredde.	Den frekvens, hvor et signal -ved 1 ganges forstærkning – kobling, er faldet 3 dB på udgangen, altså til 0,707 gange inputsignalet.
Gain Bandwidth produkt.	Bodeplot mangler! Båndbredde gange gain i dB er konstant. = ca unity gain

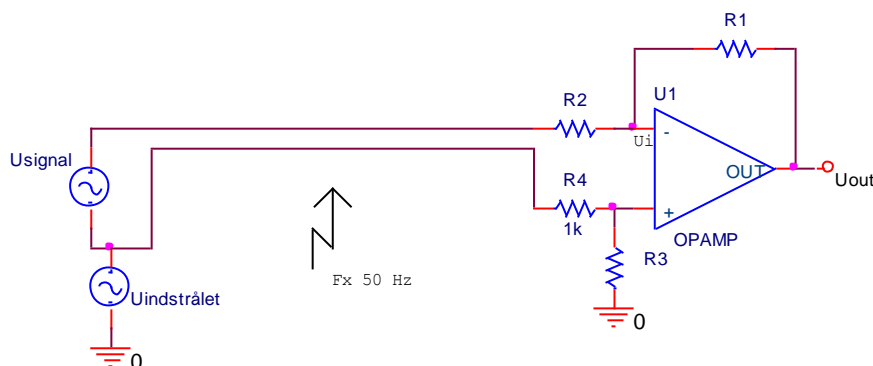


## CMRR

Common Mode Rejection Ratio. Måles I gange. Måles i dB !

CMRR er et mål for, hvor god op-ampen er til at undertrykke en ændring på udgangen med to ens signaler på de to indgange.

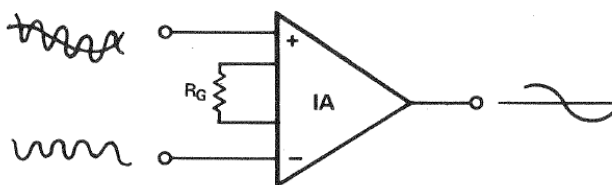
Dette optræder fx ved lange ledninger til en signalkilde, hvor indstrålet støj påvirker begge indgange.



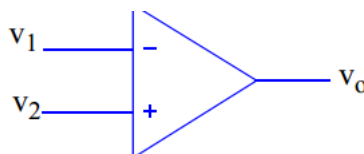
CMRR er et udtryk for forholdet mellem ændringer på begge indgange og udgangens ændring.

$CMRR = \frac{Ad}{A_{cm}}$  Altså forstærkningen af differens-signalet  $Ad$  i forhold til forstærkningen af det signal, der kommer ind på begge (= Fælles = Common)

Eks: Et CMRR på 10.000 svarer til et CMR på 80 dB.

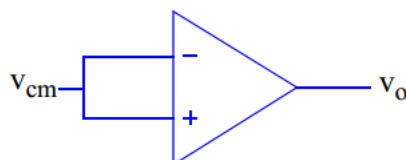


open  
loop  
gain



$$A = \frac{v_o}{v_2 - v_1}$$

common  
mode  
gain

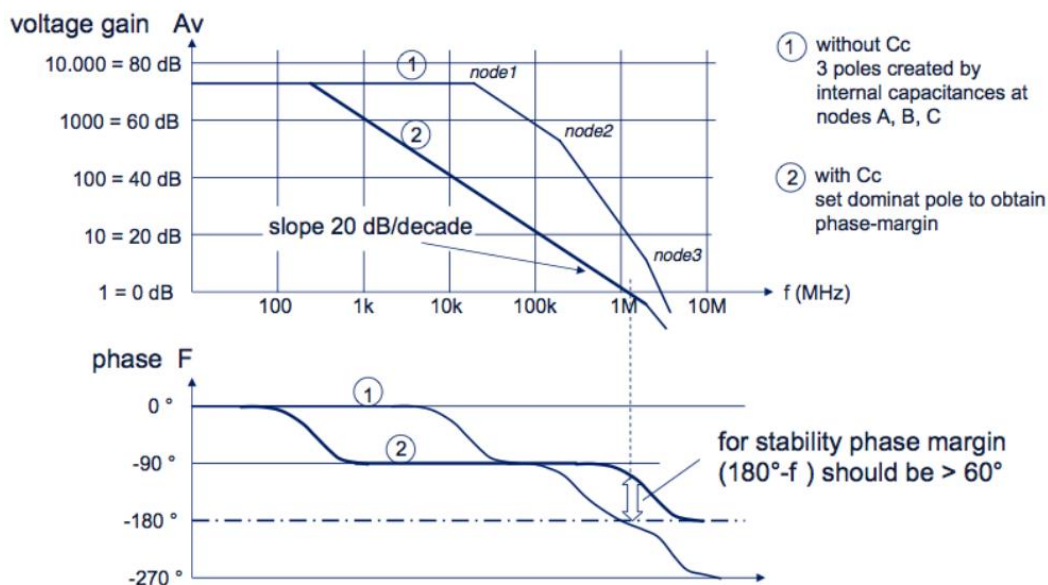


$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{cm}}$$

$$CMRR = \frac{A}{A_{cm}}$$



PSRR	Power supply rejection ratio. Udtrykker op-ampens afhængighed af ændringer i forsyningsspændingen. = Power supply sensitivity.
------	--



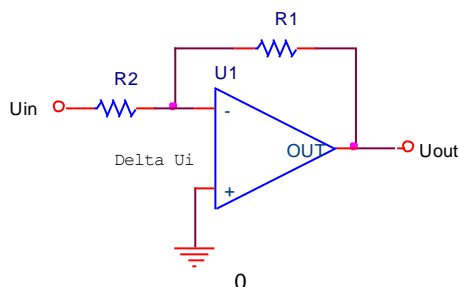
<http://www.diegm.uniud.it/driussi/teaching/dispense/OpAmp.pdf>



## Modkoblingsteori:

Ved hjælp af modkobling nedbringes kredsløbets forstærkning, så det kun er afhængig af ydre modstande.

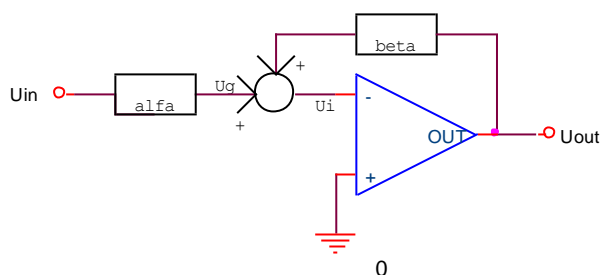
Betragtes følgende grundkobling:



Normalt opfattes spændingen delta  $U_i$  at være 0. Men dette kan jo ikke lade sig gøre. Den medfødte forstærkning,  $A_{ol}$ ,  $A_{open\ loop}$ , gange 0 er nul.  $A_{ol} \cdot 0 = 0$  Så vil der jo ikke komme noget ud på udgangen !!

I det følgende betragtes kredsløbet nærmere.

I reguleringssløjfer bruges kasser og summationspunkter som følgende:



Kassen alfa udtrykker signalets dæmpning fremad.

Kassen beta er dæmpningen retur, = modkoblingsfaktor. Betyder, at kun en brøkdel af udgangssignalet kobles retur.

Spændingen på den inverterende indgang,  $U_i$ , er en summation af de to tilførte signaler til summationspunktet.

Cirklen udtrykker et summationspunkt. Her adderes signalerne med fortegn.  $U_{out}$  er jo negativ.

Der findes:

$$U_g = U_{in} \cdot \alpha \quad (1)$$





$$U_i = U_g + U_{out} \cdot \beta \quad (2)$$

Indsættes ligning (1) i (2) fås:

$$U_i = U_{in} \cdot \alpha + U_{out} \cdot \beta \quad (3)$$

Det må også gælde, at  
(  $U_{out}$  er jo negativ )

$$U_{out} = -U_i \cdot A_{ol} \quad (4)$$

Indsættes (3) i (4) fås:

$$U_{out} = -(U_{in} \cdot \alpha + U_{out} \cdot \beta) \cdot A_{ol} \quad (5)$$

$A_{ol}$  ganges ind:

$$U_{out} = -A_{ol} \cdot U_{in} \cdot \alpha - U_{out} \cdot \beta \cdot A_{ol} \quad (6)$$

Der ordnes:

$$U_{out} + U_{out} \cdot \beta \cdot A_{ol} = -A_{ol} \cdot U_{in} \cdot \alpha \quad (7)$$

$$U_{out} \cdot (1 + A_{ol} \cdot \beta) = -A_{ol} \cdot U_{in} \cdot \alpha \quad (8)$$

Og endelig fås:

$$A' = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{A_{ol} \cdot \alpha}{1 + A_{ol} \cdot \beta}$$

(  $A'$  for inverterende kobling ) (9)

$A_{ol}$  = Open Loop gain, = medfødt forstærkning, eller rå-forstærkning.

$A_{ol} \cdot \beta$  kaldes Loopgain, eller sløjfeforstærkningen.

$1 + A_{ol} \cdot \beta$  kaldes modkoblingsgraden  $M$ .

Laves samme udledning for en ikke inverterende kobling, findes samme ligning for  $A'$ , blot uden minus-tegnet.

$$A' = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{A_{ol} \cdot \alpha}{1 + A_{ol} \cdot \beta}$$

(  $A'$  for ikke inverterende kobling ) (10)

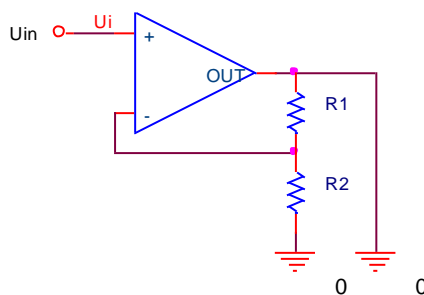
Der undersøges nu for et udtryk for alfa og beta i inverterende hhv. ikke inverterende kobling.

$\alpha$  udtrykker størrelsen af det signal, der kommer frem til operationsforstærkerens indgang, når  $U_{out} = 0$ .

$$\alpha = \frac{U_i}{U_{in}} \quad \text{når det gælder, at } U_{out} = 0$$



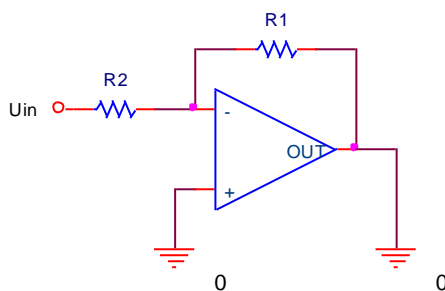
$\alpha$  for ikke inverterende: Følgende hjælpe-diagram viser situationen:



Idet  $R_1$  er meget stor, kommer hele signalet fra  $U_{in}$  hen til  $U_i$ . Det indses, at  $\alpha_{non\ inv}$  er = 1.

$$\alpha_{non\ inv} = 1$$

For inv. kobling findes alfa som spændingsdelingen mellem  $R_2$  og  $R_1$

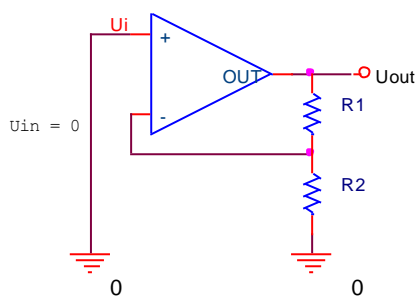


$$\alpha_{Inv} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$\beta$  bestemmer hvilken brøkdel af udgangssignalet, der sendes tilbage til operationsforstærkerens indgang.

$$\beta = \frac{U_i}{U_{out}} \text{ når det gælder, at } U_{in} = 0$$

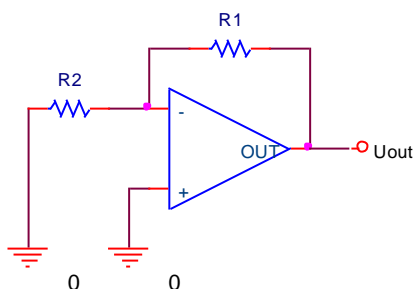
For non inv findes:





R1 og R2 udgør en spændingsdeler, derfor:  $\beta_{non\ inv} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

For inv. kobling findes:



$$\beta_{inv} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

Disse funktioner for alfa og beta indsættes nu i ligning (9) og (10) for hhv. inv. og non inv.

Først Non Inv:: 
$$A' = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{A_{ol} \cdot \alpha}{1 + A_{ol} \cdot \beta} \quad (= 10)$$

Indsættes nu 
$$\alpha_{non\ inv} = 1, \beta_{non\ inv} = \frac{R2}{R1 + R2} \rightarrow \quad (11)$$

Fås den korrekte overføringsfunktion: 
$$A' = \frac{A_{ol} \cdot 1}{1 + A_{ol} \cdot \frac{R2}{R1 + R2}} \quad (12)$$

Den medfødte forstærkning,  $A_{ol}$ , er meget stor, ( tilstræbes uendelig stor ! )

Hvis  $A_{ol} \cdot \beta \gg 1$  fås 
$$A' = \frac{A_{ol}}{A_{ol} \cdot \frac{R2}{R1 + R2}} = \frac{R1 + R2}{R2} \quad (13)$$

Altså den ligning for overføringsfunktionen vi kender. Men der kræves, at  $A_{ol}$  er stor !

For inverterende kobling findes

Alfa og beta indsættes i (9): 
$$\alpha_{inv} = \frac{R1}{R1 + R2}, \beta_{non\ inv} = \frac{R2}{R1 + R2} \quad (14)$$

$$A' = \frac{U_{out}}{U_{in}} = - \frac{A_{ol} \cdot \alpha}{1 + A_{ol} \cdot \beta} \quad (= 9)$$



Hvis  $A_{ol} \cdot \beta \gg 1$  fås

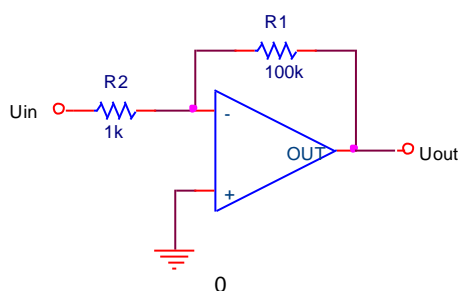
$$A' = -\frac{\alpha}{\beta} \quad (15)$$

$$A' = -\frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2}} = -\frac{R_1}{R_2} \quad (16)$$

Også her fås den kendte overføringsfunktion, med den antagelse, at  $A_{ol}$  er meget stor.

Betydningen for at  $A_{ol} \cdot \beta$  er stor kan ses af følgende beregninger:

Der undersøges for inverterende kobling. Med følgende diagram:



$$\alpha_{inv} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{100}{101}$$

$$\beta_{inv} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{101}$$

Ligning (9) 
$$A' = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{A_{ol} \cdot \alpha}{1 + A_{ol} \cdot \beta} \Rightarrow A' = -\frac{A_{ol} \cdot \frac{100}{101}}{1 + A_{ol} \cdot \frac{1}{101}} = -\frac{A_{ol} \cdot 100}{101 + A_{ol}} \quad (17)$$

Ideel set skulle forstærkningen være -100 gange. I følgende skema er open loop forstærkningen indsat med forskellige værdier.

$A_{ol}$	$A'$
10	9,009
100	49,75
1000	90,8
10.000	99,0
100.000	99,899
$10^6$	99,989
$\infty$	100



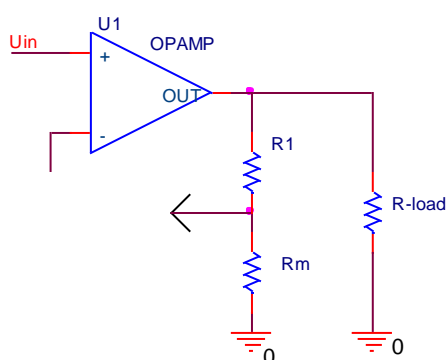
Det er altså vigtigt, at den medfødte forstærkning A Open Loop,  $A_{ol}$  er stor !!

## Modkoblingsformer:

Der er forskellige former for modkobling. Strøm-modkobling og Spændingsmodkobling, og modkoblingen kan føres tilbage i "serie" eller "parallel".

Ved modkobling sendes en del af udgangssignalet tilbage til indgangen – og "formindsker" det tilsluttede signal. Herved påvirkes  $R_i$ ,  $R_o$  ( eller  $Z_i$ , og  $Z_o$  ) og frekvensgangen. Og man betaler med "forstærkning", der nedsættes.

## Spændingsmodkobling:



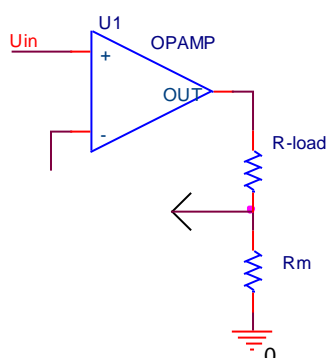
$$Z_o' = \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot A_{ol}}$$

Udgangsmodstanden falder ved spændingsmodkobling

Modkoblingssignalet siger noget om spændingen over belastningen, men ikke noget om den strøm, der løber gennem belastningen. Prøve: kortsluttes R-load, er  $U_{\text{modkobling}} = 0$  !!

Udgangsmodstanden falder ved spændingsmodkobling. Dette indses, idet hvis R-load falder, bruger den mere strøm, og  $U_{\text{out}}$  vil falde. Dette giver en mindre feedback, som får  $U_{\text{out}}$  til at stige.

## Strøm-modkobling:



$$Z_o' = Z_o (1 + \beta \cdot A_{ol})$$

Udgangsmodstanden stiger ved strømmodkobling.

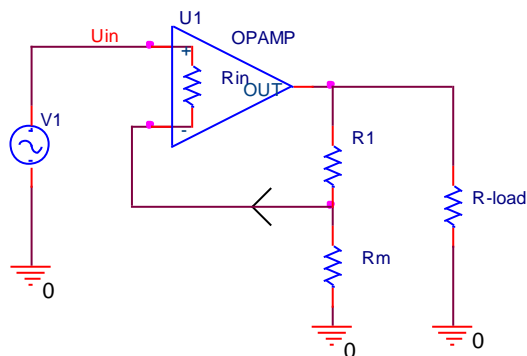


I ovenstående det, der sendes tilbage et udtryk for strømmen i R-load.  $R_m$  er fx en lille modstand, og spændingen over den er proportional med strømmen i belastningen. Ændres R-load, vil strømmen stadig være den samme,  $I = k$  !

Udgangsmodstanden stiger ved strøm-modkobling.

### Serie-modkobling

Nu betragtes den måde, modkoblings-signalet påvirker indgangene.



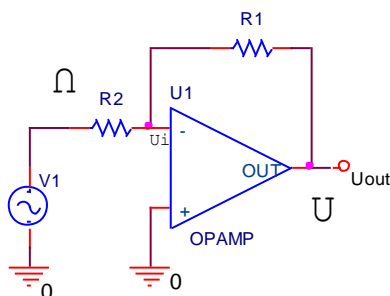
$$Z_i' = Z_i \cdot (1 + \beta \cdot A_{ol})$$

Indgangsmodstanden stiger ved seriemodkobling.

Et stigende signal påtrykkes den ikke inverterende indgang. Udgangssignalet stiger, og det samme gør det tilbageførte signal. Det tilbageførte signal påvirker  $R_{in}$  i serie.

Det tilbageførte signal vil modvirke spændings-forøgelsen over den tænkte modstand mellem de to indgangsterminaler. Det vil altså fra generatoren føles som om, strømmen ind i indgangen bliver blokeret. Ved modkobling stiger  $R_i$ .

### Parallel modkobling:



$$Z_i' = \frac{Z_i}{1 + \beta \cdot A_{ol}}$$

Indgangsmodstanden falder ved parallelmodkobling.

Her er det modkoblede signal ført tilbage i modfase. Og på samme sted, ~ parallelt ! Stiger indgangssignalet, falder udgangssignalet, og det tilbageførte vil modvirke en ændring ved  $U_i$ .  $Z_i$  vil opleves fra generatoren som lavere !



/ Valle