3.2 - OP-förstärkarkopplingar och tillämpningar

3.2.1 - Introduktion

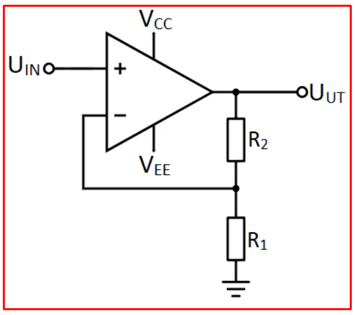
- Detta avsnitt behandlar vanligt förekommande OP-förstärkarkopplingar, såsom inverterande och icke-inverterande OP-förstärkarkopplingar, buffern, summatorkopplingar, differentialförstärkare, komparatorer samt Schmitt-triggerkretsar.

- Vi har tidigare sett exempel på den icke-inverterande OP-förstärkarkopplingen i applikationer för att driva en högtalare. I detta avsnitt kommer gå igenom i mer detalj hur denna förstärkarkoppling fungerar.

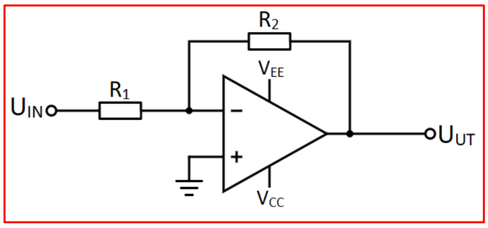
Mål med kapitlet:

- Analys, funktion och konstruktion av icke-inverterande samt inverterande OP-förstärkare, buffern, differentialförstärkare, summatorkopplingar, komparatorer, Schmitt-triggerkretsar samt dataomvandlare konstruerade med OP-förstärkare.

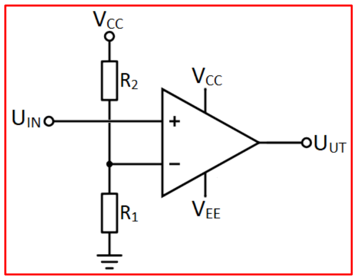
- Härledning av förstärkningsfaktor, in- och utimpedans på icke-inverterande och inverterade OP-förstärkarkopplingar samt buffern.



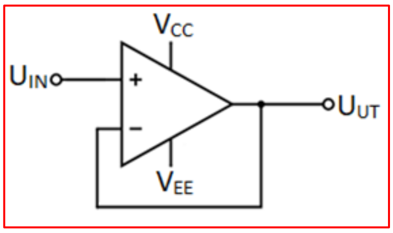
Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling, som används för spänningsförstärkning.



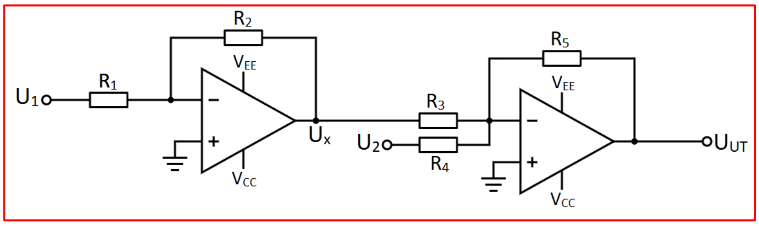
Inverterande OP-förstärkarkoppling. som används för spänningsförstärkning, samtidigt som utsignalen U_{UT} inverteras.



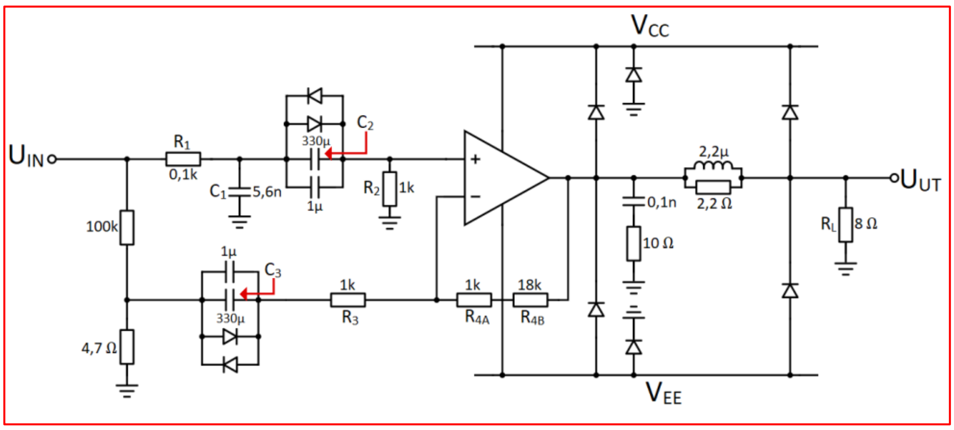
Komparator, som används för att jämföra vilken av inspänningarna V_+ samt V_- på ingångarna som är störst.



Buffer, som används för strömförstärkning. Därmed kan buffern användas som drivarkrets.

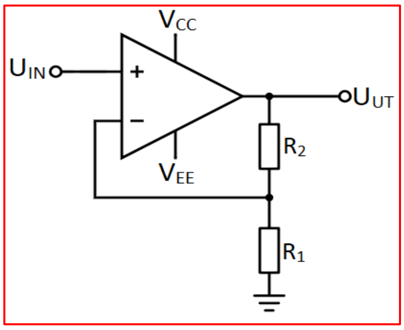


Differentialförstärkare, uppbyggd med en inverterande OP-förstärkarkoppling följt av en summatorkoppling, som förstärker spänningsskillnaden $U_1 – U_2$ mellan insignalen U_1 samt U_2.



Aktivt bandpassfilter, alltså ett bandpassfilter följt av en förstärkarkrets, i detta fall en Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling, med externa stabilitetskretsar och överspänningsskydd. Förstärkarkretsen driver en högtalare på 8 Ω. Detta filter lämpar sig väl för audioapplikationer.

3.2.2 - Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling



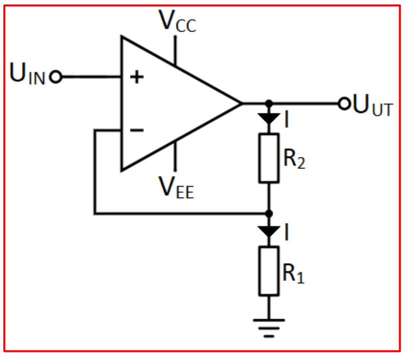
Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling.

- I figuren till höger ser ni ett exempel på en så kallad icke-inverterande OP-förstärkare, där förstärkningsfaktorn G kan beräknas med formeln

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

där G är spänningsförstärkningsfaktorn, U_{UT} samt U_{IN} betecknar ut- respektive inspänningen och R_2 samt R_1 är storleken på de två resistorerna i kretsen, som vi kan justera för att ställa in önskad spänningsförstärkning.

- Ovanstående formel är också mycket enkelt att härleda genom att använda Kirchhoffs spänningslag; summan av samtliga spänningsfall ett helt varv i kretsen är lika med noll. Vi går därför ett varv via insignalen U_{IN} till jord samt ett varv via utsignalen U_{UT} till jord.



Eftersom OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} är mycket hög så kommer inströmmarna på de två ingångarna vara obefintliga. Därmed kan vi anta att strömmen I som flödar genom resistor R_2 också kommer flöda genom resistor R_1.

- Eftersom OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} kan antas vara mycket hög så kan vi anta att strömmarna som flödar in på dess ingångar är nästintill obefintliga. Vi kan då också anta att samma ström I som flödar genom resistor R_1 flödar genom resistor R_2, se figuren till höger.

- I detta exempel tar vi först spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minusingång i åtanke när formeln för inspänningen U_{IN} härleds. Dock kan vi alltid anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan plus-och minusingången är obefintlig, alltså noll:

$$V_+ - V_- = 0$$

- Vi antar i detta fall strömmen I flödar från utgången U_{UT} ned till jord via resistor R_1 och R_2. Vi kan då köra Kirchhoffs spänningslag från jord via inspänningen U_{IN}, via OP-förstärkarens plus- och minusingång ned till jord via resistor R_1 för att härleda en formel för inspänningen U_{IN}:

$$U_{IN} - (V_+ - V_-) - R_1 I = 0,$$

vilket kan transformeras till formeln

$$U_{IN} = (V_+ - V_-) + R_1 I,$$

där U_{IN} är inspänningen/insignalen, (V_+ - V_-) är spänningsskillnaden mellan plus- och minuspolen och R_1I är spänningsfallet över resistor R_1.

- Som nämndes tidigare så kan vi anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan plus-och minusingången är obefintlig, alltså noll:

$$V_+ - V_- = 0,$$

vilket medför att formeln ovan kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I,$$

där U_{IN} är inspänningen/insignalen och R_1I är spänningsfallet över resistor R_1.

- Förstärkarkopplingens inimpedans Z_{IN} är lika med inspänningen U_{IN} dividerat med strömmen I_+ på plusingången, som vanligtvis hamnar mycket nära noll. Detta innebär att inimpedansen Z_{IN} på en icke-inverterade OP-förstärkarkoppling går mot oändlighet, då

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_+} \approx \frac{R_1 I}{\text{"0"}} = \infty$$

- Därefter så härleder vi en formel för utspänningen U_{UT} med Kirchhoffs spänningslag; återigen noterar vi att summan av samtliga spänningsfall ett varv runt en sluten krets är lika med noll.

- Vi går från jord via utspänningen U_{UT} ned till jord igen via de två resistorerna R_1 och R_2. Som nämndes tidigare så kan vi anta att samma ström I flödar genom båda resistorerna, då strömmarna in på OP-förstärkarens ingång kan antas vara obefintliga (på grund av OP-förstärkarens mycket höga inimpedans Z_{IN}):

$$U_{UT} - R_2 I - R_1 I = 0,$$

vilket kan förenklas till

$$U_{UT} = R_1 I + R_2 I,$$

där U_{UT} är utspänningen/utsignalen och $R_1 I$ samt $R_2 I$ är spänningsfallet över resistor R_1 respektive R_2.

- Strömmen I kan brytas ut ur formeln ovan, som därför kan förenklas till

$$U_{UT} = I(R_1 + R_2) = (R_1 + R_2) * I$$

- Förstärkarkopplingens utimpedans Z_{UT} är lika med utspänningen U_{UT} dividerat med strömmen som flödar genom utgången, vilket är strömmen I. Därmed gället att utimpedansen Z_{UT} på en icke-inverterade OP-förstärkarkoppling är lika med summan av resistor R_1 samt R_2:s respektive resistans, eftersom

$$Z_{UT} = \frac{U_{UT}}{I} = \frac{(R_1 + R_2) * I}{I} = R_1 + R_2$$

- För att genomföra en helt korrekt beräkning så måste även OP-förstärkarens egna utimpedans $Z_{UT,OP}$, som inte syns i kretsschemat, tas i beaktande. Denna impedans kan tänkas utgöra en parallellkoppling med utgången. Därmed så blir den icke-inverterande OP-förstärkarens faktiska utimpedans Z_{UT} lika med $(R_1 + R_2)//Z_{UT,OP}$:

$$Z_{UT} = (R_1 + R_2)//Z_{UT,OP}$$

- Förutsatt att OP-förstärkaren innehar ideella egenskaper, så hamnar dess utimpedans $Z_{UT,OP}$ mycket nära noll:

$$Z_{UT,OP} \approx 0,$$

vilket innebär att förstärkarkopplingens utimpedans Z_{UT} hamnar mycket nära noll, då

$$Z_{UT} = (R_1 + R_2)//Z_{UT,OP} = \frac{(R_1 + R_2) * Z_{UT,OP}}{R_1 + R_2 + Z_{UT,OP}},$$

vilket medför att

$$Z_{UT} = \frac{(R_1 + R_2) * 0}{R_1 + R_2 + 0} = 0$$

- För att härleda en formel för förstärkningsfaktorn G använder vi de tidigare härledda formlerna för in- och utspänningen U_{IN} samt U_{UT}:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{(R_1 + R_2) * I}{R_1 I},$$

- Eftersom strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren så tar dessa ut varandra (då I / I är lika med 1):

$$G = \frac{(R_1 + R_2) * I}{R_1 I} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} * \frac{I}{I} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} * 1 = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

- Därmed kan formeln för förstärkningsfaktorn G ovan kan förenklas till

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

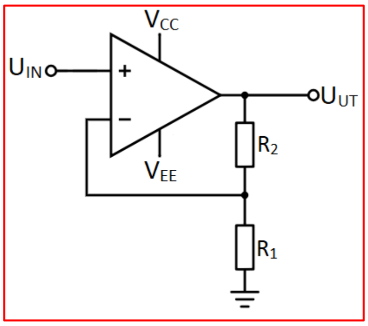
därr G är förstärkningsfaktorn och R_1 samt R_2 är storleken på resistorerna i förstärkarkopplingen, som kan justeras för att ställa in önskad spänningsförstärkning.

- Vidare kan formeln ovan förenklas till

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- Dock så kommer flest det förra formeln för den icke-inverterande OP-förstärkarens förstärkningsfaktor användas i detta avsnitt.

Konstruktion av en icke-inverterande OP-förstärkarkoppling:



Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling.

- Den icke-inverterande OP-förstärkarkopplingen till höger kan antas ha ideala egenskaper.

- OP-förstärkaren matas med ± 50 V, d.v.s. V_{CC} = 50 V, V_{EE} = -50 V.

- Vi skall dimensionera resistorerna R_1 och R_2 för att erhålla en förstärkning på en faktor 16. Detta medför att om utsignalen U_{UT} skall bli 16 V för en insignal U_{IN} på 1 V

- För att dimensionera resistorerna i förstärkarkoppling så behöver en formel härledas för förstärkningsfaktorn G via formel för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT}.

- Vi börjar med att härleda en formel för inspänningen U_{IN} med Kirchhoffs spänningslag; summan av spänningarna ett varv från jord, via inspänningen U_{IN} och tillbaka till jord är lika med noll, i enlighet med Kirchhoffs spänningslag. I det första exemplet tar vi med eventuell spänningsskillnad (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol i beräkningarna:

$$U_{IN} - (V_+ - V_-) - R_1 I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = (V_+ - V_-) + R_1 I$$

- Eftersom OP-förstärkaren antas ha ideella egenskaper så kan vi anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol är obefintlig:

$$V_+ = V_- \rightarrow V_+ - V_- = 0,$$

- Därmed så försummas spänningsskillnaden (V_+ - V_-) i formeln för inspänningen U_{IN}, vilket medför detta formel kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I$$

- Därefter härleds en formel för utspänningen U_{UT} med Kirchhoffs spänningslag; vi går ett varv i kretsen från jord via utsignalen U_{UT} och sedan tillbaka till jord via de två resistorernas R_1 och R_2. Summan av spänningarna ett helt varv i kretsen är lika med noll i enlighet med Kirchhoffs spänningslag, vilket ger formeln

$$U_{UT} - R_2 I - R_1 I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{UT} = R_1 I + R_2 I$$

- Strömmen I kan brytas ur högerledet, vilket ger

$$U_{UT} = (R_1 + R_2) * I$$

- Slutligen kan en formel för förstärkningsfaktorn G härledas:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{(R_1 + R_2) * I}{R_1 * I},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och kan därmed elimineras ut formeln, vilket medför att

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

vilket kan transformeras till

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- För en förstärkningsfaktor G på 16 så kan en ekvation erhållas:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 16,$$

vilket kan transformeras till

$$\frac{R_2}{R_1} = 16 - 1 = 15,$$

vilket medför att

$$R_2 = 15 * R_1$$

- För en förstärkningsfaktor G på 16 så behöver alltså resistor R_2: s resistans sättas till en storlek som är 15 gånger högre än resistor R_1.

- Vanligtvis sätts resistor R_1 till 1 kΩ, då detta ger en bra kompromiss mellan låg brus och relativt låg inresistans på hela förstärkarkopplingen (och därmed relativt låg effektförbrukning). Vi sätter därför resistor R_1 till 1 kΩ:

$$R_1 = 1\ k\Omega$$

- Eftersom resistor R_2 bör då vara 15 gånger större än resistor R_1 så bör resistor R_2 sättas till 15 kΩ, eftersom

$$R_2 = 15 * R_1 = 15 * 1k = 15\ k\Omega$$

- Vi kan kontrollräkna resultatet genom att sätta in resistorvärdena i den tidigare härledda formeln för förstärkningsfaktorn G och kontrollera att resultatet blir en faktor 16:

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1k + 15k}{1k} = \frac{16k}{1k} = 16$$

- Därmed ser vi att med våra valda resistorvärden så blir förstärkningsfaktorn G lika med 16.

- Eftersom matningsspänningen är satt till ± 50 V så kan utsignalen U_{UT} inte överstiga 50 V eller understiga -50 V. Därmed är utsignalens min- och maxvärde satt till -50 V respektive 50 V:

$$-50\ V \ \leq U_{UT} \leq 50\ V$$

- Eftersom utsignalen U_{UT} är en förstärkt kopia av insignalen U_{IN} (med en faktor 16) så kan insignalen U_{IN} inte överstiga 3,125 V eller understiga -3,125 V, eftersom

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = 16,$$

vilket medför att insignalen U_{IN} är 16 gånger mindre än utsignalen U_{UT}:

$$U_{IN} = \frac{U_{UT}}{G} = \frac{U_{UT}}{16}$$

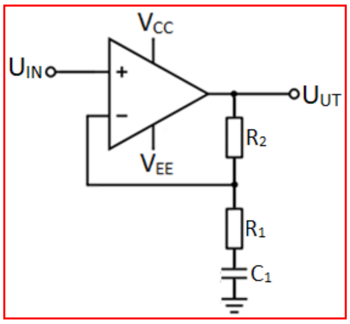
- Detta medför att min- och maxvärdet för insignalen U_{IN} kan beräknas ut min- och maxvärdet på utsignalen U_{UT}:

$$\frac{-50\ V}{16} \leq U_{IN} \leq \frac{50\ V}{16},$$

vilket kan förenklas till

$$-3{,}125\ V \leq U_{IN} \leq 3{,}125\ V$$

Analys av icke-inverterande OP-förstärkare med avkopplingskondensator:



Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling men en avkopplingskondensator C_1 placerad på minusingången.

- Inom audiotillämpningar så placeras ofta en avkopplingskondensator C_1 på OP-förstärkarens minusingång för att dämpa brus samt spärra för att likström på minusingången. Genom att placera kondensatorn på detta sätt så bildas ett slags högpass RC-filter, som består av resistor R_1 samt kondensator C_1.

- Som vi snart kommer se blir dock förstärkningsfaktorn ungefär ett vid likström, inte noll i detta fall, vilket medför att ett högpass RC-filter även behövs på plusingången.

- Vi kan därefter härleda en formel för OP-förstärkarens förstärkningsfaktor G i detta fall. Återigen gäller att förstärkningsfaktorn G är ration mellan in- och utsignalen U_{IN} och U_{UT}:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}}$$

- Vi härleder en formel för förstärkarkopplingens förstärkningsfaktor G, via formler för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT}.

- Vi härleder först en formel för inspänningen U_{IN} med Kirchhoffs spänningslag; summan av spänningarna ett varv från jordpunkten, via inspänningen U_{IN} och tillbaka till jordpunkten är lika med noll, i enlighet med Kirchhoffs spänningslag. I det första exemplet tar vi med eventuell spänningsskillnad (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol i beräkningarna:

$$U_{IN} - (V_+ - V_-) - R_1 I - \frac{1}{sC_1} * I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = (V_+ - V_-) + R_1 I + \frac{1}{sC_1} * I$$

- Eftersom OP-förstärkaren antas ha ideella egenskaper så kan vi anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol är obefintlig:

$$V_+ = V_- \rightarrow V_+ - V_- = 0$$

- Därmed så försummar vi spänningsskillnaden (V_+ - V_-) i formeln för inspänningen U_{IN}, vilket medför att formeln för inspänningen U_{IN} ovan kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I + \frac{1}{sC_1} * I$$

- Vidare kan strömmen I som flödar i kretsen brytas ut ur formeln, vilket ger

$$U_{IN} = \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) * I$$

- Därefter härleder vi en formel för utspänningen U_{UT} med Kirchhoffs spänningslag; vi går ett varv i kretsen från jord via utsignalen U_{UT} och sedan tillbaka till jordpunkten via de två resistorernas R_1 och R_2 samt kondensator C_1. Summan av spänningarna ett helt varv i kretsen är lika med noll i enlighet med Kirchhoffs spänningslag, vilket ger formeln

$$U_{UT} - R_2 I - R_1 I - \frac{1}{sC_1} * I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{UT} = R_1 I + R_2 I + \frac{1}{sC_1} * I$$

- Återigen bryter vi ut strömmen I ur formeln, vilket ger

$$U_{UT} = \left(R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}\right) * I$$

- Slutligen kan en formel för förstärkningsfaktorn G härledas:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{\left(R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}\right) * I}{\left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) * I},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och kan därför elimineras ur formeln, vilket medför att

$$G = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}$$

- Notera i formeln ovan att både nämnare och täljare består av en resistiv del samt reaktansen $1/(sC_1)$. Formeln kan förenklas genom att den resistiva delen samt reaktansen $1/(sC_1)$ i både nämnare och täljare har samma nämnare sC_1.

- Vi måste därför multiplicera de resistiva delarna av täljaren och nämnaren med sC_1:

$$G = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{\left(\frac{(R_1 + R_2)sC_1 + 1}{sC_1}\right)}{\left(\frac{R_1 sC_1 + 1}{sC_1}\right)}$$

- Därmed så består både täljare och nämnare av ett bråk, där respektive nämnare är lika med sC_1. Vi kan därför multiplicera med sC_2 i både täljare och nämnare så att endast en täljare samt en nämnare återstår i hela formeln:

$$G = \frac{\left(\frac{(R_1 + R_2)sC_1 + 1}{sC_1}\right)}{\left(\frac{R_1 sC_1 + 1}{sC_1}\right)} * \frac{sC_1}{sC_1} = \frac{\left(\frac{(R_1 + R_2)sC_1 + 1}{sC_1}\right) * sC_1}{\left(\frac{R_1 sC_1 + 1}{sC_1}\right) * sC_1},$$

vilket medför att

$$G = \frac{(R_1 + R_2)sC_1 + 1}{R_1 sC_1 + 1}$$

- Genom att placera den resistiva delen av täljaren respektive nämnaren först samt sätta frekvensparametern s först i de reaktiva delarna så kan följande formel erhållas:

$$G = \frac{1 + s(R_1 + R_2)C_1}{1 + sR_1C_1}$$

- Notera att OP-förstärkarens förstärkningsfaktor G i praktiken är samma sak som överföringsfunktionen H(s) på de passiva filter vi såg tidigare. I båda fall handlar det om ration mellan in- och utsignalen U_{IN} och U_{UT}. Därmed så kan den icke-inverterande OP-förstärkarens förstärkningsfaktor G istället beskrivas via dess överföringsfunktion H(s), som är lika med

$$H(s) = \frac{1 + s(R_1 + R_2)C_1}{1 + sR_1C_1},$$

där den resistiva delen av överföringsfunktionen är lika med ett, samtidigt som vi har två reaktiva delar, där den ena är lika med $s(R_1 + R_2)C_1$ och den andra är lika med sR_1C_1.

- Amplitudfunktionen |H(s)| av överföringsfunktionen H(s) blir därmed lika med

$$|H(s)| = \frac{|1 + s(R_1 + R_2)C_1|}{|1 + sR_1C_1|} = \frac{\sqrt{1^2 + (s(R_1 + R_2)C_1)^2}}{\sqrt{1^2 + (sR_1C_1)^2}},$$

vilket därmed ger formeln

$$|H(s)| = \frac{\sqrt{1 + (s(R_1 + R_2)C_1)^2}}{\sqrt{1 + (sR_1C_1)^2}}$$

- Som vi har sett tidigare så gäller det vid brytfrekvensen f_c att den resistiva delen och den resistiva delen av överföringsfunktionen H(s) är lika stora; eftersom den resistiva delen är lika med ett så måste också de två reaktiva delarna $s(R_1 + R_2)C_1$ samt sR_1C_1 vara lika med ett:

$$1 = (s(R_1 + R_2)C_1)^2$$

- Genom att ta kvadratroten ur både vänster- och högerled ser vi därmed att

$$\sqrt{1} = \sqrt{(s(R_1 + R_2)C_1)^2} = s(R_1 + R_2)C_1,$$

där

$$\sqrt{1} = \pm 1,$$

- Detta medför att den reaktiva delen $s(R_1 + R_2)C_1$ är lika med ±1, alltså 1 eller -1, vid brytfrekvensen f_c:

$$s(R_1 + R_2)C_1 = \pm 1$$

- Eftersom frekvensen f inte kan understiga noll så kan inte heller frekvensparametern s understiga noll, eftersom

$$s = 2\pi f,$$

vilket medför att

$$s_{min} = 2\pi f_{min} = 2\pi * 0 = 0$$

- Eftersom resistorerna R_1 och R_2 samt kondensatorn C_1 inte heller kan understiga noll så kan vi försumma den negativa roten -1, eftersom

$$s(R_1 + R_2)C_1 \geq 0 \rightarrow -1 \text{ är } en\ falsk\ rot!$$

- Därmed så gäller att den reaktiva delen $s(R_1 + R_2)C_1$ är lika med ett:

$$s(R_1 + R_2)C_1 = 1$$

- Formeln ovan kan transformeras för att istället härleda en formel för frekvensparametern s vid brytfrekvensen f_c genom att vi dividerar med $(R_1 + R_2) * C_1$ i både vänster- och högerled:

$$s(R_1 + R_2)C_1 = 1 \rightarrow \frac{s(R_1 + R_2)C_1}{(R_1 + R_2)C_1} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1},$$

vilket medför att frekvensparametern s kan härledas med formeln

$$s = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1}$$

- Eftersom frekvensparametern s i detta fall är lika med brytfrekvensen f_c multiplicerat med 2π så gäller att

$$2\pi f_c = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1}$$

- Genom att dividera med 2π i både vänster- och högerled så kan en formel för brytfrekvensen f_c härledas:

$$2\pi f_c = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1} \rightarrow \frac{2\pi f_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1},$$

vilket ger formeln

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1},$$

där f_c är brytfrekvensen, R_1 och R_2 är storleken på resistorerna i förstärkarkopplingen och C_1 är kondensatorn ansluten till OP-förstärkarens minusingång.

- I täljaren av amplitudfunktionen |H(s)| såg vi också att den reaktiva delen sR_1C_1 är lika med ±1 vid brytfrekvensen f_c:

$$sR_1C_1 = \pm 1$$

- Som tidigare så kan vi dock försumma den negativa roten – 1, då frekvensparametern s, resistor R_1 samt kondensatorn C_1 inte kan understiga noll:

$$s = 2\pi f_c \geq 0,$$

då

$$f_c \geq 0,$$

vilket medför att

$$sR_1C_1 \geq 0$$

- Vid brytfrekvensen f_c gäller därmed att den reaktiva delen sR_1C_1 är lika med 1:

$$sR_1C_1 = 1$$

- Precis som vi gjorde tidigare så kan en formel för brytfrekvensen f_c härledas ut denna formel, eftersom

$$sR_1C_1 = 1,$$

där vi kan dividera med R_1C_1 i både vänster- och högerled för att härleda en formel för frekvensparametern s:

$$sR_1C_1 = 1 \rightarrow \frac{sR_1C_1}{R_1C_1} = \frac{1}{R_1C_1},$$

vilket medför att frekvensparametern s kan härledas med formeln

$$s = \frac{1}{R_1C_1},$$

där frekvensparametern s i detta fall är lika med brytfrekvensen f_c multiplicerat med 2π:

$$s = 2\pi f_c,$$

vilket medför att

$$2\pi f_c = \frac{1}{R_1C_1}$$

- Genom att dividera med 2π i både vänster- och högerled ser kan vi därmed härleda en formel för brytfrekvensen f_c:

$$2\pi f_c = \frac{1}{R_1C_1} \rightarrow \frac{2\pi f_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_1C_1}$$

- Därmed så ser vi att formeln för brytfrekvensen f_c är lika med

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

där f_c är brytfrekvensen och R_1 samt C_1 är resistorn respektive kondensatorn ansluten till OP-förstärkarens minusingång.

- Vid signalfrekvenser/växelström så kommer kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$ vara obefintlig, förutsatt att denna dimensioneras på så sätt att brytfrekvensen f_c sätts mycket låg, till exempel mellan 0,5 Hz - 1. Ju högre upp i frekvens vi kommer, desto lägre blir kondensatorns reaktans $1/(sC_1)$, eftersom frekvensparametern s är omvänt proportionell med reaktansen:

$$\lim_{f\to\infty} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f\to\infty} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * \infty * C_1} \approx 0$$

- Vid växelström därmed, så kommer kondensatorns reaktans vara obefintlig, förutsatt att vi satte brytfrekvensen f_c lågt (runt ca 1 Hz). Då gäller att

$$Växelström \rightarrow \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{2\pi f C_1} \approx 0$$

- Vi kallar förstärkningsfaktorn vid signalfrekvenser/växelström för G_{AC}, där AC står för *Alternate Current,* alltså likström. Eftersom kondensator C_1:s reaktans vid växelström är obefintlig så kan en formel för förstärkningsfaktorn G_{AC} vid signalfrekvenser härledas:

$$G_{AC} = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \approx \frac{R_1 + R_2 + 0}{R_1 + 0},$$

vilket ger formeln

$$G_{AC} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

- Därmed ser vi att kondensator C_1 har obefintlig påverkan på förstärkarkopplingen vid signalfrekvenser, vilket är precis vad vi vill; annars hade ljudsignaler kunnat dämpas!

- Vid likström däremot så blir förstärkningsfaktorn ungefär lika med ett, eftersom kondensatorn C_1 då kommer utgöra ett nästintill oändligt motstånd):

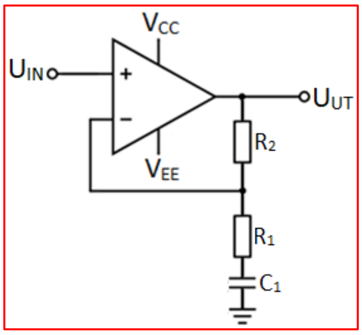
$$\lim_{f\to 0} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f\to 0} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * 0 * C_1} \approx \infty$$

- Detta medför att förstärkningsfaktorn G_{DC} vid likström, där DC står för *Direct Current,* alltså likström, då blir ungefär lika med ett, eftersom

$$G_{DC} = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \approx \frac{R_1 + R_2 + \infty}{R_1 + \infty} \approx \frac{\infty}{\infty} = 1$$

- Därmed så ser vi att vi även behöver någon typ av högpassfilter på OP-förstärkarens ingång för att spärra för likström. Kondensator C_1 ser endast till att ingen likström lyckas komma in på OP-förstärkarens ingång, men plusingången kan likström fortfarande passera!

Konstruktion av icke-inverterande OP-förstärkarkoppling med en avkopplingskondensator:



Icke-inverterande OP-förstärkarkoppling men en kondensator C_1 för att bilda ett högpass RC-filter som spärrar för likström.

- Den icke-inverterande OP-förstärkarkopplingen till höger kan antas ha ideala egenskaper. I detta exempel så placeras en kondensator C_1 på minusingången för att spärra för likström samt för att minska brus, vilket är fördelaktigt i audiotillämpningar.

- OP-förstärkaren matas med ± 10 V, d.v.s. V_{CC} = 10 V, V_{EE} = -10 V.

- Vi skall dimensionera resistorerna R_1 och R_2 så att utsignalen U_{UT} blir 6 V när insignalen U_{IN} är 0,5 V (vid signalfrekvenser/växelström). Dessutom skall ett lämpligt värde på kondensator C_1 väljas, så att frekvenser under 0,5 Hz dämpas. Nödvändiga åtgärder skall också vidtas för att minimera påverkan av kondensatorns ESR samt ESL vid behov.

- Vi beräknar först förstärkningsfaktorn G, som i detta fall är 12, eftersom:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{6}{0,5} = 12$$

- Vi härleder en formel för förstärkarkopplingens förstärkningsfaktor G, via formerna för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT}. Vi härleder först en formel för inspänningen U_{IN} med Kirchhoffs spänningslag; summan av spänningarna ett varv från jord, via inspänningen U_{IN} och tillbaka till jord är lika med noll, i enlighet med Kirchhoffs spänningslag. I det första exemplet tar vi med eventuell spänningsskillnad (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol i beräkningarna:

$$U_{IN} - (V_+ - V_-) - R_1 I - \frac{1}{sC_1} * I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = (V_+ - V_-) + R_1 I + \frac{1}{sC_1} * I = 0$$

- Eftersom OP-förstärkaren antas ha ideella egenskaper så kan vi anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minuspol är obefintlig:

$$V_+ = V_- \rightarrow V_+ - V_- = 0,$$

- Därmed så försummar vi spänningsskillnaden (V_+ - V_-) i formeln för inspänningen U_{IN}, vilket medför att formeln ovan för inspänningen U_{IN} kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I + \frac{1}{sC_1} * I$$

- Vidare kan strömmen I som flödar i kretsen brytas ut ur formeln, vilket ger

$$U_{IN} = \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) * I$$

- Därefter härleder i en formel för utspänningen U_{UT} med Kirchhoffs spänningslag; vi går ett varv i kretsen från jord via utsignalen U_{UT} och sedan tillbaka till jord via de två resistorernas R_1 och R_2 samt kondensator C_1. Summan av spänningarna ett helt varv i kretsen är lika med noll i enlighet med Kirchhoffs spänningslag, vilket ger formeln

$$U_{UT} - R_2 I - R_1 I - \frac{1}{sC_1} * I = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{UT} = R_1 I + R_2 I + \frac{1}{sC_1} * I$$

- Återigen bryter vi ut strömmen I ur formeln, vilket ger

$$U_{UT} = \left(R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}\right) * I$$

- Slutligen kan en formel för förstärkningsfaktorn G härledas:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{\left(R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}\right) * I}{\left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) * I},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och därför tar ut varandra, vilket medför att

$$G = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}$$

- Vid signalfrekvenser så kommer kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$ vara obefintlig, eftersom C_1 skall dimensioneras på så sätt att brytfrekvensen f_c sätts till ca 0,5 Hz.

- Därmed så dämpas mycket låga frekvenser (då kondensatorn utgör ett nästintill oändligt motstånd), eftersom

$$\lim_{f \to 0} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f \to 0} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * 0 * C_1} \approx \infty,$$

samtidigt som frekvenser som överstiger brytfrekvensen f_c med en viss marginal kan passera obemärkt (då kondensatorn utgör ett nästintill obefintligt motstånd för frekvenser över ca 10 Hz i detta fall). Ju högre upp i frekvens vi kommer, desto lägre blir kondensatorns reaktans $1/(sC_1)$:

$$\lim_{f \to \infty} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f \to \infty} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * \infty * C_1} \approx 0$$

- Eftersom vi endast är intresserade av förstärkningsfaktorn G_{AC} vid signalfrekvenser/växelström, där AC står för *Alternate Current,* alltså likström, så kan vi försumma kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$, eftersom

$$Växelström \rightarrow \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{2\pi f C_1} \approx 0,$$

- Därmed så kan formeln G_{AC} för förstärkningsfaktorn vid signalfrekvenser härledas:

$$G_{AC} = \frac{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \approx \frac{R_1 + R_2 + 0}{R_1 + 0},$$

vilket ger formeln

$$G_{AC} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

- Sedan härleder vi en formel för sambandet mellan de två resistorernas storlekar (vid växelström, då kondensator C_1:s reaktans är obefintlig):

$$G_{AC} = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 12,$$

vilket kan transformeras till

$$\frac{R_2}{R_1} = 12 - 1 = 11,$$

vilket medför att

$$R_2 = 11 * R_1$$

- För en förstärkningsfaktor G på tolv så behöver alltså resistor R_2: s resistans sättas till en storlek som är elva gånger högre än resistor R_1.

Elektroteknik

- Vanligtvis sätts resistor R_1 till 1 kΩ, då detta ger en bra kompromiss mellan lågt brus och relativt låg inimpedans Z_{IN} på hela förstärkarkopplingen (och därmed relativt låg effektförbrukning). Vi sätter därför resistor R_1 till 1 kΩ:

$$R_1 = 1\ k\Omega$$

- Eftersom resistor R_2 bör då vara elva gånger större än resistor R_1 så bör resistor R_2 sättas till 11 kΩ, eftersom

$$R_2 = 11 * R_1 = 11 * 1k = 11\ k\Omega$$

- Eftersom det inte finns 11 kΩ:s resistorer i E12-serien så hade vi kunnat seriekoppla en 10 kΩ:s resistor samt en 1 kΩ:s resistor för att få totalt 11 kΩ. Vi använder därmed två resistorer, R_{2A} samt R_{2B}, istället för en enda resistor R_2, där

$$R_{2A} = 10\ k\Omega,$$

samt

$$R_{2B} = 1\ k\Omega$$

- Summan av dessa resistorers resistans, som vi kan kalla R_2, är därmed lika med 11 kΩ, eftersom

$$R_2 = R_{2A} + R_{2B} = 10k + 1k = 11\ k\Omega$$

- OP-förstärkarens förstärkningsfaktor vid växelström G_{AC} blir därmed tolv, eftersom formeln för G_{AC} nu förändras till

$$G_{AC} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_1 + (R_{2A} + R_{2B})}{R_1}$$

- Därefter sätter vi in de tidigare bestämda resistorvärdena, vilket ger

$$G_{AC} = \frac{1k + (10k + 1k)}{1k} = \frac{1k + 11k}{1k} = \frac{12k}{1k} = 12$$

- Brytfrekvensen f_c kan räknas ut via formeln

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

- Vi sätter brytfrekvensen f_c till 0,5 Hz:

$$f_c = 0{,}5\ Hz$$

- Därefter beräknar vi ett lämpligt värde på kondensator C_1 genom att transformera formeln för brytfrekvensen f_c ovan:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

vilket medför att

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 * f_c} = \frac{1}{2\pi * 1k * 0{,}5} \approx 320\ \mu F$$

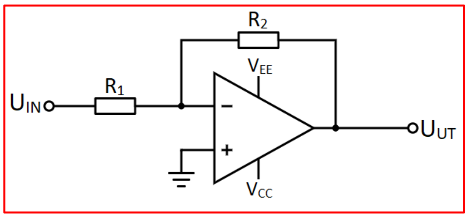
- I praktiken hade vi valt närmaste standardvärde, som är 330 µF:

$$C_1 = 330\ \mu F$$

- Dessutom hade det varit en god idé att placera en kondensator på 0,1 µF-1µF parallellt med elektrolytkondensator C_1, för att minska påverkan av ESR (ekvivalent serieresistans) och ESL (ekvivalent serieinduktans), som annars kan leda till förlusteffekter samt minskad utsignal.

3.2.3 - Inverterande OP-förstärkarkoppling

- Inverterade operationsförstärkare innehar en förstärkningsfaktor G som understiger noll, vilket medför att in- och utspänningen U_{IN} samt U_{UT} har motsatt polaritet. Som exempel, om inspänningen U_{IN} är positiv så kommer utspänningen U_{UT} bli negativ.



Inverterande OP-förstärkarkoppling, vilket betyder att in- och utsignalen U_{IN} och U_{UT} har motsatt polaritet.

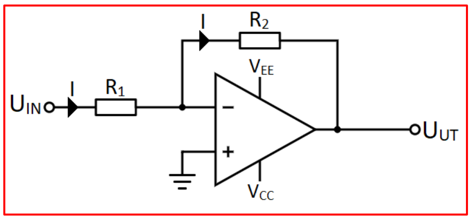
- Förstärkningsfaktorn för en inverterande OP-förstärkare med ideella egenskaper kan beräknas med formeln

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1},$$

där G är spänningsförstärkningsfaktorn, U_{UT} samt U_{IN} betecknar ut- respektive inspänningen och R_2 samt R_1 är storleken på de två resistorerna i kretsen, som vi kan justera för att ställa in önskad spänningsförstärkning.

- Detta är mycket enkelt att härleda ovanstående formel genom att använda Kirchhoffs spänningslag på in- och utgången.

- Eftersom OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} kan antas vara mycket hög så kan vi anta att ingen ström flödar in på OP-förstärkarens ingångar. Vi kan då också anta att samma ström flödar genom både resistor R_1 samt resistor R_2. Vi kallar denna ström för I, se figuren till höger.



Eftersom OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} kan antas vara mycket hög (ofta mellan ett flertal GΩ upp till hundratals TΩ) så kommer nästintill obefintlig ström flöda igenom de två ingångarna.

Därmed så kan strömmen I antas flöda genom resistor R_1 och R_2, vilket förenklar beräkningarna (då strömmen I kan brytas ut ur exempelvis formeln för förstärkningsfaktorn G).

- Antag att strömmen I flödar från ingången U_{IN} till utgången U_{UT}, alltså från vänster till höger i figuren ovan. Vi kan då köra Kirchhoffs spänningslag från jord via inspänningen U_{IN}, sedan ned till jord via resistor R_1 samt genom OP-förstärkaren (från minus- till plusingången).

- Enligt Kirchhoffs spänningslag så är summan av samtliga spänningsfall ett varv i kretsen lika med noll; i detta fall så betyder det att summan av insignalen U_{IN}, spänningsfallet R_1I över resistor R_1 samt spänningsskillnaden $(V_- - V_+)$ mellan OP-förstärkarens minus- och plusingång (i den ordningen) är lika med noll.

- Vi kan därmed härleda en formel för inspänningen U_{IN}:

$$U_{IN} - R_1 I - (V_- - V_+) = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = R_1 I + (V_- - V_+),$$

där U_{IN} är inspänningen, R_1I är spänningsfallet över resistor R_1 och $(V_- - V_+)$ är spänningsskillnaden mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol.

- Som vanligt kan vi anta att spänningsskillnaden $(V_- - V_+)$ mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol är lika med noll:

$$(V_- - V_+) = 0,$$

vilket medför att formeln för inspänningen U_{IN} ovan kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I,$$

där U_{IN} är inspänningen och R_1I är spänningsfallet över resistor R_1.

Elektroteknik

- För att härleda en formel för utspänningen U_{UT} så kör vi ett varv med Kirchhoffs spänningslag mot strömmens riktning. Detta medför att vi räknar spänningsfallet över resistor R_2 som positivt, eftersom strömmen I flödar från plus- till minuspolen, men under spänningsvandringen beräknar vi från minus- till pluspolen, alltså mot strömmens riktning, vilket medför att

$$U_{UT} + R_2 I = 0,$$

som kan transformeras till

$$U_{UT} = -R_2 I$$

- Vi använder formlerna för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT} för att härleda en formel för förstärkningsfaktorn G:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{-R_2 I}{R_1 I} = -\frac{R_2 I}{R_1 I},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och kan därför elimineras ur formeln.

- Därmed så kan förstärkningsfaktorn G på en inverterande OP-förstärkarkoppling härledas med formeln

$$G = -\frac{R_2}{R_1},$$

där G är spänningsförstärkningsfaktorn och R_1 samt R_2 är storleken på de två resistorerna i kretsen, som kan justeras för att ställa in önskad spänningsförstärkning.

- Den inverterande OP-förstärkarkopplingens inimpedans Z_{IN} är lika med inspänningen U_{IN} dividerat med strömmen I på ingången. Detta innebär att inimpedansen Z_{IN} på en inverterade OP-förstärkarkoppling hamnar runt resistor R_1 resistans, då

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I} = \frac{R_1 I}{I} = R_1$$

- Utimpedansen Z_{UT} kan också visas bestå av resistor R_2:s resistans:

$$Z_{UT} = \frac{U_{UT}}{I} = \frac{|-R_2 I|}{I} = R_2$$

- För att genomföra en helt korrekt beräkning så måste även OP-förstärkarens egna utimpedans $Z_{UT,OP}$, som inte syns i kretsschemat, tas i beaktande. Denna impedans kan tänkas utgöra en parallellkoppling med utgången. Därmed så blir den inverterande OP-förstärkarens faktiska utimpedans Z_{UT} lika med $R_2//Z_{UT,OP}$:

$$Z_{UT} = R_2//Z_{UT,OP}$$

- Förutsatt att OP-förstärkaren innehar ideella egenskaper, så hamnar dess utimpedans $Z_{UT,OP}$ mycket nära noll:

$$Z_{UT,OP} \approx 0,$$

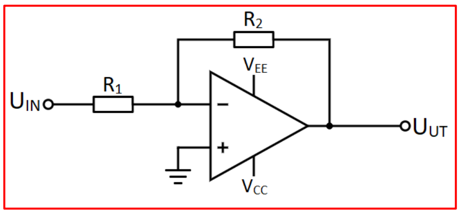
vilket innebär att förstärkarkopplingens utimpedans Z_{UT} hamnar mycket nära noll, då

$$Z_{UT} = R_2//Z_{UT,OP} = \frac{R_2 * Z_{UT,OP}}{R_2 + Z_{UT,OP}},$$

vilket medför att

$$Z_{UT} = \frac{R_2 * 0}{R_2 + 0} = 0$$

Konstruktion av en inverterande OP-förstärkarkoppling:



Inverterande OP-förstärkarkoppling.

- OP-förstärkaren till höger matas med ± 30 V och antas ha ideella egenskaper. Resistorerna R_1 och R_2 skall dimensioneras för en förstärkningsfaktor G på -20. Detta medför att för en insignal U_{IN} på 1 V så skall utsignalen U_{UT} bli -20 V.

- För att kunna dimensionera resistorerna i kretsen så måste en formel härledas för förstärkningsfaktorn G. Vi börjar med att härleda en formel för inspänningen U_{IN}.

- Som vanligt kan vi anta att OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} är mycket hög, vilket medför att inströmmarna på dess ingångar är obefintliga. Därmed kan vi anta att strömmen I flödar från förstärkarkopplingens ingång till utgången.

- Vi kör en spänningsvandring från jord via insignalen U_{IN}, sedan via resistor R_1 till jord via OP-förstärkarens plus- och minusingång. Summan av samtliga spänningsfall ett varv i kretsen är lika med noll, i enlighet med Kirchhoffs spänningslag.

- Detta medför att summan av inspänningen U_{IN} spänningsfallet R_1I över resistor R_1 samt spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan OP-förstärkarens plus- och minusingång är lika med noll. Vi kan därmed härleda en formel för inspänningen U_{IN}:

$$U_{IN} - R_1 I - (V_- - V_+) = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = R_1 I + (V_- - V_+),$$

där U_{IN} är inspänningen, R_1I är spänningsfallet över resistor R_1 och (V_- - V_+) är spänningsskillnaden mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol.

Som vanligt kan vi anta att spänningsskillnaden (V_- - V_+) mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol är lika med noll:

$$(V_- - V_+) = 0,$$

vilket medför att formeln för inspänningen U_{IN} ovan kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I,$$

där U_{IN} är inspänningen och R_1I är spänningsfallet över resistor R_1.

- Därefter kan en formel för utspänningen U_{UT} härledas. I detta fall kör vi ett varv med Kirchhoffs spänningslag mot strömmens riktning, vilket medför att vi räknar spänningsfallet över resistor R_2 som positivt, eftersom strömmen I flödar från plus- till minuspolen, men under spänningsvandringen beräknar vi från minus- till pluspolen, alltså mot strömmens riktning, vilket medför att

$$U_{UT} + R_2 I = 0,$$

som kan transformeras till

$$U_{UT} = -R_2 I$$

- Vi använder formlerna för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT} för att härleda en formel för förstärkningsfaktorn G:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{-R_2 I}{R_1 I} = -\frac{R_2 I}{R_1 I},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och kan därför elimineras ur formeln.

- Därmed så kan förstärkningsfaktorn G på en inverterande OP-förstärkarkoppling härledas med formeln

$$G = -\frac{R_2}{R_1},$$

där G är spänningsförstärkningsfaktorn och R_1 samt R_2 är storleken på de två resistorerna i kretsen, som kan justeras för att ställa in önskad spänningsförstärkning.

- Förstärkningsfaktorn G skall bli -20. Genom att sätta in detta värde i formeln för den inverterande OP-förstärkarens förstärkningsfaktor ovan så kan en ekvation härledas:

$$-20 = -\frac{R_2}{R_1},$$

där minustecknet på respektive sida av formeln tar ut varandra, vilket medför att

$$20 = \frac{R_2}{R_1}$$

- Genom att multiplicera med R_1 i både vänster- och högerled så kan ekvationen ovan kan transformeras till

$$R_2 = 20R_1,$$

vilket indikerar att resistor R_2 bör sättas till ett värde som är 20 gånger högre än resistor R_1.

- Som nämnts tidigare så kan den mindre resistorn i kopplingen, i detta fall resistor R_1, sättas till 1 kΩ, vilket ger en kompromiss mellan lågt brus samt hög inimpedans på förstärkarkopplingen.

- Större resistorvärden ger högre inimpedans, vilket är positivt, men det ger också högre brus, vilket inte är önskvärt. Samtidigt ger lägre resistorvärden lägre brus, vilket är positivt, men lägre inimpedans, vilket inte är positivt, då strömmen på ingångarna ökar, vilket leder till ökad effektförbrukning.

- Att sätta resistor R_1 till 1 kΩ medför relativt lågt brus och för de flesta ändamål tillräckligt hög inimpedans, vilket är anledningen till att denna tumregel existerar. Vi sätter därmed resistor R_1 till 1 kΩ:

$$R_1 = 1\ k\Omega$$

- Eftersom resistor R_2 skall sättas till ett värde som är 20 gånger högre än resistor R_1 så bör ett värde på 20 kΩ användas, eftersom

$$R_2 = 20R_1 = 20 * 1k = 20\ k\Omega$$

- Närmaste värden i E12-serien är 18 kΩ respektive 22 kΩ. Sådana resistorvärden hade gett förstärkningsfaktorer på -18 respektive -22. Enklast hade varit att låta resistansen R_2 bestå av två seriekopplade resistorer R_{2A} och R_{2B}, där R_{2A} sätts till 18 kΩ och R_{2B} sätts till 2,2 kΩ. Detta hade medfört en total resistans R_2 på 20,2 kΩ, eftersom

$$R_2 = R_{2A} + R_{2B} = 18k + 2{,}2k = 20{,}2\ k\Omega$$

- Förstärkningsfaktorn hade då blivit -20,2, eftersom

$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{20{,}2k}{1k} = -20{,}2$$

- Eftersom matningsspänningen är satt till ± 30 V så kan utsignalen U_{UT} inte överstiga 30 V eller understiga -30 V. Därmed är utsignalens min- och maxvärde satt till -30 V respektive 30 V:

$$-30\ V\ \leq U_{UT} \leq 30\ V$$

- Eftersom utsignalen U_{UT} är en förstärkt kopia av insignalen U_{IN} (med en faktor -20) så kan insignalen U_{IN} inte överstiga 1,5 V eller understiga -1,5 V, eftersom

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = -20,$$

  vilket medför att insignalen U_{IN} är -20 gånger mindre än utsignalen U_{UT}:

$$U_{IN} = \frac{U_{UT}}{G} = \frac{U_{UT}}{-20} = -\frac{U_{UT}}{20}$$

- Eftersom en inverterande OP-förstärkarkoppling används så kan insignalens minimumvärde $U_{IN,min}$ beräknas ut utsignalens maximumvärde $U_{UT,max}$:

$$U_{IN,min} = -\frac{U_{UT,max}}{G} = -\frac{30}{20} = -1{,}5\ V$$

- Därmed gäller också att maximumvärdet på insignalen $U_{IN,max}$ beräknas ut minimumvärdet på utsignalen $U_{UT,min}$:

$$U_{IN,max} = -\frac{U_{UT,min}}{G} = -\frac{-30}{20} = \frac{30}{20} = 1{,}5\ V$$

- Detta medför att min- och maxvärdet för insignalen U_{IN} kan beräknas ut min- och maxvärdet på utsignalen U_{UT}:

$$-\frac{30\ V}{20} \leq U_{IN} \leq \frac{30\ V}{20},$$

  vilket kan förenklas till

$$-1{,}5\ V \leq U_{IN} \leq 1{,}5\ V$$

- Detta innebär att insignalen U_{IN} kan ligga mellan ± 3 V utan att OP-förstärkaren blir överstyrd.

- Om insignalen U_{IN} understiger -1,5 V eller överstiger 1,5 V så kommer utsignalen U_{UT}:s amplitud bli så hög att den teoretiskt sett överstiger OP-förstärkarens matningsspänning. Dock är inte detta möjligt, vilket medför att topparna blir avklippta när signalen uppnår matningsspänningen V_{CC} eller V_{EE}. Utsignalens maxvärde $U_{UT,max}$ kan alltså inte överstiga operationsförstärkarens matningsspänning.

- Istället för ”fina” sinuskurvor så erhålls förvrängda ”fula” signaler och distorsion uppstår. Signalerna är då inte längre förstärkta kopior av insignalen, utan de har förändrats och förvrängts. OP-förstärkaren sägs då vara överstyrd, eller mättad. Detta kan vara önskvärt, exempelvis för att producera det distade gitarrljudet som är vanligt i rockmusik. I sådana sammanhang sker alltså överstyrning av OP-förstärkare medvetet.

- Mild överstyrning medför att endast en liten andel av signalernas toppar blir avklippta, vilket medför låg distorsion. Detta kan används för så kallad *overdrive* till elgitarrer, vilket används inom klassisk rock.

- Kraftig överstyrning medför att en stor andel av signalernas toppar blir avklippta, vilket medför att sinuskurvorna börjar efterlikna fyrkantsvågor. Då uppstår hög distorsion, vilket är vanligt förekommande på elgitarrer inom hårdrock och metal.

- Utan överstyrning så uppstår inte distorsion. För elgitarrer genom en förstärkare genereras då ett rent gitarrljud, vilket är vanligt inom exempelvis popmusik, jazz och country.

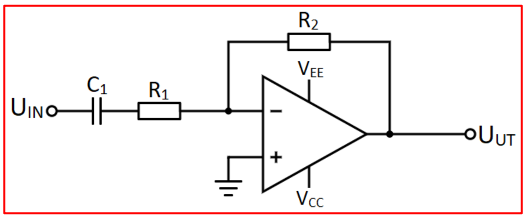
Analys av inverterande OP-förstärkare med avkopplingskondensator:

- En avkopplingskondensator C_1 kan placeras på ingången till den inverterande OP-förstärkarkopplingen. Tillsammans med resistor R_1 så kommer denna kondensator bilda ett högpassfilter, som kan användas för att spärra för likström.

- På grund av avkopplingskondensator C_1 så kommer förstärkningsfaktorn G variera med insignalernas frekvens f. Detta kan enkelt demonstreras genom att härleda en formel för förstärkningsfaktorn för denna koppling.

- Som vanligt gäller att förstärkningsfaktorn G är lika med ration mellan in- och utsignalen U_{IN} och U_{UT}:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}}$$



OP-förstärkare med en avkopplingskondensator C_1 på minusingången, vilket medför att inkommande likström spärras från att flöda in i förstärkaren.

För bästa effekt så bör dock en avkopplingskondensator också placeras på plusingången för att spärras likström från att passera samt dämpa brus.

- Detta är mycket enkelt att härleda ovanstående formel genom att använda Kirchhoffs spänningslag på in- och utgången.

- Eftersom OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} kan antas vara mycket hög så kan vi anta att ingen ström flödar in på OP-förstärkarens ingångar. Vi kan då också anta att samma ström flödar genom både resistor R_1 samt resistor R_2. Vi kallar denna ström för I, se figuren till höger.

- Antag att strömmen I flödar från ingången U_{IN} till utgången U_{UT}, alltså från vänster till höger i figuren ovan. Vi kan då köra Kirchhoffs spänningslag från jord via inspänningen U_{IN}, sedan ned till jord via resistor R_1 samt genom OP-förstärkaren (från minus- till plusingången).

- Enligt Kirchhoffs spänningslag så är summan av samtliga spänningsfall ett varv i kretsen lika med noll. i detta fall så betyder det att summan av insignalen U_{IN}, spänningsfallet R_1I över resistor R_1, spänningsfallet I * 1 /(sC_1) över avkopplingskondensator C_1 samt spänningsskillnaden (V_- - V_+) mellan OP-förstärkarens minus- och plusingång (i den ordningen) är lika med noll.

- Vi kan därmed härleda en formel för inspänningen U_{IN}:

$$U_{IN} - R_1 I - I * \frac{1}{sC_1} - (V_- - V_+) = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_{IN} = R_1 I + I * \frac{1}{sC_1} + (V_- - V_+),$$

där U_{IN} är inspänningen, R_1I är spänningsfallet över resistor R_1, I * 1 /(sC_1) är spänningsfallet över avkopplingskondensator C_1 och (V_- - V_+) är spänningsskillnaden mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol.

Som vanligt kan vi anta att spänningsskillnaden (V_- - V_+) mellan OP-förstärkarens minus- och pluspol är lika med noll:

$$(V_- - V_+) = 0,$$

vilket medför att formeln för inspänningen U_{IN} ovan kan förenklas till

$$U_{IN} = R_1 I + I * \frac{1}{sC_1}$$

där U_{IN} är inspänningen och R_1I är spänningsfallet över resistor R_1 och I * 1 /(sC_1) är spänningsfallet över avkopplingskondensator C_1.

- Strömmen I kan brytas ut ur formeln ovan, vilket medför att

$$U_{IN} = I * \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)$$

- För att härleda en formel för utspänningen U_{UT} så kör vi ett varv med Kirchhoffs spänningslag mot strömmens riktning. Detta medför att vi räknar spänningsfallet över resistor R_2 som positivt, eftersom strömmen I flödar från plus- till minuspolen, men under spänningsvandringen beräknar vi från minus- till pluspolen, alltså mot strömmens riktning, vilket medför att

$$U_{UT} + R_2 I = 0,$$

som kan transformeras till

$$U_{UT} = -R_2 I$$

- Vi använder formlerna för in- och utspänningen U_{IN} och U_{UT} för att härleda en formel för förstärkningsfaktorn G:

$$G = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{-R_2 I}{I * \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)} = -\frac{R_2 I}{I * \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)},$$

där strömmen I förekommer i både täljaren och nämnaren och kan därför elimineras ut formeln.

- Därmed så kan förstärkningsfaktorn G på en inverterande OP-förstärkarkoppling härledas med formeln

$$G = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}},$$

där G är spänningsförstärkningsfaktorn, R_1 samt R_2 är storleken på de två resistorerna i kretsen, som kan justeras för att ställa in önskad spänningsförstärkning och 1 / (sC_1) är avkopplingskondensator C_1:s reaktans.

- På grund av avkopplingskondensator C_1 så kommer likström att spärras. Detta beror på att C_1 då kommer utgöra ett nästintill oändligt motstånd, vilket leder till att förstärkningsfaktorn G närmar sig noll.

- Värt att repetera är att frekvensparametern s är lika med den aktuella frekvensen f multiplicerat med 2π:

$$s = 2\pi f,$$

vilket medför att när frekvensen f går mot noll så kommer även frekvensparametern s gå mot noll:

$$\lim_{f \to 0} s = \lim_{f \to 0} 2\pi f = 2\pi * 0 = 0,$$

vilket i sin tur leder till att kondensatorns reaktans 1 / (sC_1) närmar sig oändlighet:

$$\lim_{f \to 0} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f \to 0} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * 0 * C_1} \approx \infty$$

- Därmed ser vi att vid likström så kommer förstärkningsfaktorn G närma sig noll, eftersom

$$\lim_{f \to 0} G = \lim_{f \to 0} -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{R_2}{R_1 + \infty} \approx -\frac{R_2}{\infty} \approx 0$$

- Vid signalfrekvenser så kommer kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$ vara obefintlig, eftersom C_1 skall dimensioneras på så sätt att brytfrekvensen f_c sätts till ca 0,5 Hz.

- Därmed så kan frekvenser som överstiger brytfrekvensen f_c med en viss marginal passera obemärkt (då kondensatorn utgör ett nästintill obefintligt motstånd för frekvenser över ca 10 Hz i detta fall). Ju högre upp i frekvens vi kommer, desto lägre blir kondensatorns reaktans $1/(sC_1)$:

$$\lim_{f \to \infty} \frac{1}{sC_1} = \lim_{f \to \infty} \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi * \infty * C_1} \approx 0$$

- Vid signalfrekvenser/växelström så kommer därmed avkopplingskondensator C_1 utgörs ett nästintill obefintligt motstånd:

$$Växelström \ \rightarrow \frac{1}{sC_1} \approx 0,$$

  vilket medför att förstärkningsfaktorn G_{AC} vid växelström blir samma som för en icke-inverterande OP-förstärkarkoppling i standardutförande:

$$G_{AC} \approx -\frac{R_2}{R_1 + 0} = -\frac{R_2}{R_1}$$

- Som vi har sett tidigare så kan förstärkningsfaktorn G i detta fall, då en kondensator är placerad i kretsen, uttryckas som förstärkarkopplingens överföringsfunktion H(s):

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}},$$

  där R_1 samt R_2 är storleken på de två resistorerna i kretsen och $1 / (sC_1)$ är avkopplingskondensator C_1:s reaktans.

- Detta medför att förstärkarkopplingens amplitudfunktion |H(s)| kan härledas:

$$|H(s)| = \left| -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \right| = \left| \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \right| = \frac{|R_2|}{\left| R_1 + \frac{1}{sC_1} \right|},$$

  vilket kan förenklas till

$$|H(s)| = \frac{\sqrt{{R_2}^2}}{\sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{sC_1}\right)^2}}$$

- Brytfrekvensen f_c kan beräknas via amplitudfunktionens nämnare; vid brytfrekvensen f_c så är den resistiva samt den reaktiva delen av nämnaren lika stora, vilket medför att

$${R_1}^2 = \left(\frac{1}{sC_1}\right)^2$$

- Därmed kan vi ta roten ur både vänster- och högerled, vilket medför att

$$|R_1| = \left|\frac{1}{sC_1}\right|,$$

  där både resistor R_1:s resistans samt kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$ är större eller lika med noll, då

$$\begin{cases} R_1 \geq 0 \\ s \geq 0 \\ C_1 \geq 0 \end{cases}$$

- Därmed så gäller att resistor R_1:s resistans är lika med kondensator C_1:s reaktans $1/(sC_1)$:

$$R_1 = \frac{1}{sC_1}$$

- Formeln ovan kan transformeras för att härleda en formel för frekvensparametern s:

$$s = \frac{1}{R_1 C_1},$$

där frekvensparametern s samt brytfrekvensen f_c har följande samband:

$$s = 2\pi f_c$$

- Genom att ersätta frekvensparametern s med motsvarande frekvens $2\pi f_c$ så ser vi att:

$$2\pi f_c = \frac{1}{R_1 C_1},$$

som kan transformeras till

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

- Därmed så gäller att förstärkarkopplingens brytfrekvens f_c kan beräknas på samma sätt som på ett högpass RC-filter:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

där f_c är brytfrekvensen och R_1 samt C_1 är storleken på resistorn respektive kondensatorn som bildar högpass RC-filtret.

Förstärkarkopplingens in- och utimpedans Z_{IN} och Z_{UT}:

- Inimpedansen Z_{IN} är lika med inspänningen U_{IN} dividerat med inströmmen I_{IN} som flödar in på minusingången:

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_{IN}}$$

- Eftersom strömmen I flödar genom hela förstärkarkopplingen, från ingången till utgången, så är inströmmen I_{IN} lika med strömmen I:

$$I_{IN} = I$$

- Detta medför att en formel för förstärkarkopplingens inimpedans Z_{IN} kan härledas:

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I} = \frac{I * \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)}{I} = R_1 + \frac{1}{sC_1},$$

vilket motsvarar absolutbeloppet $|Z_{IN}|$:

$$|Z_{IN}| = \left|R_1 + \frac{1}{sC_1}\right| = \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{sC_1}\right)^2}$$

- Vid frekvenser som närmar sig noll så kommer $|Z_{IN}|$ närma sig oändlighet, eftersom

$$\lim_{f \to 0} |Z_{IN}| = \lim_{f \to 0} \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{sC_1}\right)^2} = \lim_{f \to 0} \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_1}\right)^2},$$

vilket kan förenklas till

$$\lim_{f \to 0} |Z_{IN}| = \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{2\pi * 0 * C_1}\right)^2} = \sqrt{{R_1}^2 + \infty^2} \approx \infty$$

- $|Z_{IN}|$ kommer sedan minska linjärt med ökad frekvens för att närma sig resistor R_1 vid mycket höga frekvenser, då

$$\lim_{f \to \infty} |Z_{IN}| = \lim_{f \to \infty} \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{sC_1}\right)^2} = \lim_{f \to \infty} \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_1}\right)^2},$$

som kan förenklas till

$$\lim_{f \to \infty} |Z_{IN}| = \sqrt{{R_1}^2 + \left(\frac{1}{2\pi * \infty * C_1}\right)^2} = \sqrt{{R_1}^2 + 0^2} \approx R_1$$

- Utimpedansen Z_{UT} är lika med utspänningen U_{UT} dividerat med utströmmen I_{UT} som flödar genom utgången:

$$Z_{UT} = \frac{U_{UT}}{I_{UT}},$$

där utströmmen I_{UT} är lika med strömmen I, som flödar genom hela förstärkarkopplingen:

$$I_{UT} = I$$

- Vi räknar återigen med strömmen I, som flödar från utgångens pluspol till dess minuspol. Detta medför att spänningsfallet U_{UT} över utgången räknas som negativt. Dock är inte utimpedansen Z_{UT} negativ, av samma anledning som resistansen R över en given resistor aldrig understiger noll. Detta ställer till problem när det gäller att härleda en formel för Z_{UT}.

- Precis som vi har sett tidigare, exempelvis när vi har beräknat resistansen på en resistor i strömmens riktning (då spänningsfallet är negativt), så kan vi försumma strömmens riktning och spänningens polaritet; det som gäller är att resistorns resistans är lika med absolutbeloppet av spänningsfallet över den samt strömmen som flödar genom den.

- Därmed kan en formel för förstärkarkopplingens utimpedans Z_{UT} härledas, i detta fall med absolutbelopp, då strömmen I flödar från utsignalen U_{UT}:s pluspol till minuspol:

$$Z_{UT} = \left|\frac{U_{UT}}{I}\right| = \frac{|-R_2 I|}{|I|},$$

som kan förenklas till

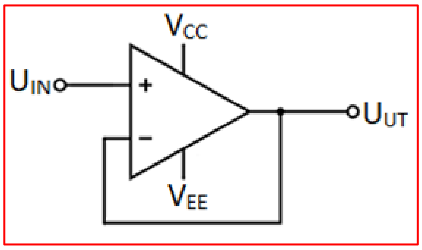
$$Z_{UT} = \frac{R_2 I}{I} = R_2,$$

vilket motsvarar absolutbeloppet

$$|Z_{UT}| = |R_2| = R_2$$

- Därmed så är $|Z_{UT}|$ konstant lika med resistor R_2:s resistans, oavsett insignalernas frekvens.

3.2.4 - Buffern



Buffer.

- Förstärkarkopplingen till höger kallas buffer och används vanligtvis som strömförstärkare/drivare, vilket åstadkommes genom att buffern minskar utimpedansen Z_{UT} på exempelvis ett förstärkarsteg.

- Detta kan göras för att driva lågohmiga laster med hög ström. Buffern möjliggör då strömförstärkning via minskad utimpedans.

- Notera att buffern inte förstärker signalernas spänning. Inspänningen och utspänningen är lika stora, vilket man enkelt kan visa med Kirchhoffs spänningslag:

$$U_{IN} - U_{UT} = 0,$$

vilket medför att

$$U_{IN} = U_{UT}$$

- Notera att utspänningen U_{UT} är lika med inspänningen U_{IN}. Därmed så sker ingen spänningsförstärkning, endast strömförstärkning, som vi kommer se nedan.

Buffern som strömförstärkare:

- Bufferns strömförstärkningsfaktor $G_{ström}$ är lika med ration av in- och utströmmen I_{IN} samt I_{UT}:

$$G_{ström} = \frac{I_{UT}}{I_{IN}}$$

- I enlighet med Ohms lag, så är bufferns inström I_{IN} lika med inspänningen U_{IN} dividerat med inimpedansen Z_{IN}:

$$I_{IN} = \frac{U_{IN}}{Z_{IN}}$$

- Samma förhållande gäller för bufferns utström I_{UT}, som är lika med utspänningen U_{UT} dividerat med utimpedansen Z_{UT}:

$$I_{UT} = \frac{U_{UT}}{Z_{UT}}$$

- Därmed gäller att

$$G_{ström} = \frac{I_{UT}}{I_{IN}} = \frac{\left(\frac{U_{UT}}{Z_{UT}}\right)}{\left(\frac{U_{IN}}{Z_{IN}}\right)},$$

där

$$\frac{\left(\frac{U_{UT}}{Z_{UT}}\right)}{\left(\frac{U_{IN}}{Z_{IN}}\right)} = \frac{\left(\frac{U_{UT}}{Z_{UT}}\right)}{\left(\frac{U_{IN}}{Z_{IN}}\right)} * \frac{\left(\frac{Z_{IN}}{U_{IN}}\right)}{\left(\frac{Z_{IN}}{U_{IN}}\right)} = \frac{\left(\frac{U_{UT}}{Z_{UT}}\right) * \left(\frac{Z_{IN}}{U_{IN}}\right)}{1} = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} * \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}},$$

vilket innebär att

$$G_{ström} = \frac{I_{UT}}{I_{IN}} = \frac{\left(\frac{U_{UT}}{Z_{UT}}\right)}{\left(\frac{U_{IN}}{Z_{IN}}\right)} = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} * \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}}$$

- Eftersom in- och utspänningen U_{IN} samt U_{UT} är lika stora:

$$U_{IN} = U_{UT},$$

så gäller att

$$\frac{U_{UT}}{U_{IN}} = 1$$

- Därmed kan bufferns strömförstärkningsfaktor $G_{ström}$ förenklas till

$$G_{ström} = \frac{I_{UT}}{I_{IN}} = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} * \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}} = 1 * \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}} = \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}}$$

- Vi ser därmed att buffern strömförstärkningsfaktor är lika med ration mellan in- och utimpedansen Z_{IN} samt Z_{UT}, då

$$G_{ström} = \frac{I_{UT}}{I_{IN}} = \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}}$$

- Bufferns inimpedans Z_{IN} kan antas gå mot oändlighet:

$$Z_{IN} = \infty,$$

  samtidigt som utimpedansen Z_{UT} kan antas vara mycket låg, nära noll:

$$Z_{UT} \approx 0$$

- En välkonstruerad OP-förstärkare kan därmed antas ha nästintill oändlig strömförstärkning, då

$$G_{ström} = \frac{Z_{IN}}{Z_{UT}} \approx \frac{\infty}{"0"} = \infty$$

Buffern som drivarkrets:

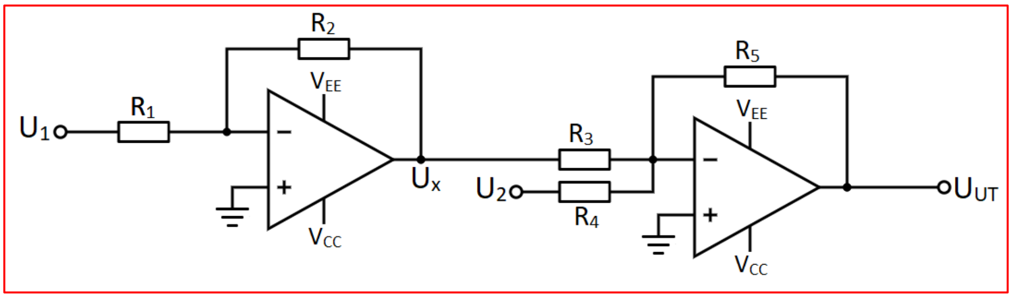
- Ett vanligt användningsområde för buffern är som drivarkrets, exempelvis för att driva likströmsmotorer, där strömmen ut ur drivarkretsen är mycket starkare än strömmen in genom att drivaren har hög inimpedans Z_{IN} samt låg utimpedans Z_{UT}.

- Ett exempel på användning av drivare är när en likströmsmotor matas med spänning från en mikrodator. När utsignalen från mikrodatorn är hög så vill man mata baskretsen med en relativt hög ström. Med stor sannolikhet så är strömmen ut ur mikrodatorn för låg för att driva likströmsmotorn effektivt, vilket leder till att motorn drivs med låg effekt, samtidigt som mikrodatorns portar förmodligen kommer bli överbelastade och förstöras.

- Genom att placera en drivarkrets mellan mikrodatorn och likströmsmotorn så kan likströmsmotorn drivas med en hög ström, samtidigt som strömmen ut ur mikrodatorns portar är låg. Därmed så kan likströmsmotorn drivas med hög effekt, samtidigt som mikrodatorns portar inte blir överbelastade.

3.2.5 – OP-förstärkaren som differentialförstärkare

- Genom att kaskadkoppla en inverterande OP-förstärkarkoppling med en summatorkoppling, så kan en så kallad differentialförstärkare konstrueras, se figuren nedan.



En differentialförstärkare konstruerad via en inverterande OP-förstärkarkoppling följt av en summatorkoppling.

- Differentialförstärkaren har som syfte att förstärka spänningsskillnaden mellan insignalerna $U_1 – U_2$ med en viss specificerad faktor G_{DM}, som kallas differentialförstärkning, där DM står för *Differential Mode.*

- Differentialsignaler betyder att insignalerna är olika stora, i detta fall U_1 samt U_2:

$$U_1 \neq U_2 \rightarrow differentialsignaler$$

- Sådana signaler, exempelvis ljud, är oftast önskvärda. Via differentialförstärkare så kan sådana signaler förstärkas med en faktor av differentialförstärkningen G_{DM}. När differentialsignaler uppträder på ingångarna, så sägs differentialförstärkaren arbeta i *Differential Mode.*

- Som vi kommer se senare, så är differentialförstärkningen G_{DM} lika med ration U_{UT} / ($U_1 – U_2$) mellan insignalerna U_1 och U_2 samt utsignalen U_{UT}. och betecknas G_{DM}, där DM står för *Differential Mode:*

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2}$$

- Om insignalerna U_1 samt U_2 är lika stora, så kallas de Common Mode-signaler:

$$U_1 = U_2 \rightarrow Common\ Mode - signaler$$

- Sådana signaler, exempelvis brus, är oftast icke-önskvärda. Via differentialförstärkaren kan sådana signaler kancelleras. När Common Mode-signaler uppträder på differentialförstärkarens ingångar, så sägs differentialförstärkaren arbeta i *Common Mode.*

- Den inverterande OP-förstärkarkopplingen används för att invertera insignalen U_1 till $U_X = -U_1$. Detta görs för att differentialförstärkaren sedan skall kunna förstärka spänningsskillnaden $U_1 – U_2$ mellan insignalerna. Förstärkningsfaktorn G_1 på denna koppling är lika med

$$G_1 = \frac{U_X}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1},$$

där R_1 och R_2 är resistorerna i förstärkarkopplingen.

- Formeln ovan kan transformeras till

$$U_X = G_1 * U_1,$$

där U_X är utsignalen och U_1 är insignalen.

- Utan inverteringen av insignalen U_1, så hade differentialförstärkaren istället förstärkt spänningsskillnaden $–(U_1 + U_2)$, vilket innebär att differentialförstärkningen G_{DM} hade understigit noll och differentialförstärkaren hade varit inverterande. Eftersom summatorkopplingen består av en modifierad icke-inverterande OP-förstärkarkoppling så är detta förväntat.

- Genom att invertera insignalen U_1 till $-U_1$, så förstärker differentialförstärkaren spänningsskillnaden $-(-U_1 + U_2)$, vilket är ekvivalent med $U_1 - U_2$ och G_{DM} överstiger då noll, vilket innebär att differentialförstärkaren inte blir inverterande.

- Som en tumregel kan resistor R_1 och R_2 sättas till samma storlek, exempelvis 1 kΩ:

$$R_1 = R_2 = 1\ k\Omega,$$

vilket medför att förstärkningsfaktorn G_1 hamnar på -1, då

$$G_1 = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1k}{1k} = -1,$$

vilket innebär att U_X är lika med $-U_1$, då

$$U_X = G_1 * U_1 = -1 * U_1 = -U_1$$

- I summatorkopplingen, så kan resistorer R_3 och R_4 också sättas till samma värde, förslagsvis 1 kΩ:

$$R_3 = R_4 = 1\ k\Omega,$$

vilket medför att differentialförstärkningen kan beräknas med följande formel:

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2} = \frac{R_5}{R_3},$$

där resistor R_5 är resistorn placerad mellan summatorkopplingens minusingång och utsignalen U_{UT}.

- Formeln ovan kan transformeras till

$$R_5 = G_{DM} * R_3$$

- Resistor R_5 kan sedan sättas till lämpligt värde för att erhålla önskad differentialförstärkning G_{DM}. Som exempel, för att erhålla en differentialförstärkning G_{DM} på tio:

$$G_{DM} = 10,$$

så kan resistor R_5 sättas till en storlek som är tio gånger högre än resistor R_3, då

$$R_5 = 10 * R_3$$
,

- Eftersom resistor R_3 tidigare sattes till 1 kΩ:

$$R_3 = 1\ k\Omega,$$

så bör resistor R_5 sättas till 10 kΩ, eftersom

$$R_5 = 10 * 1k = 10\ k\Omega$$

- Genom att utföra en kontrollberäkning så ser vi att differentialförstärkningen G_{DM} hamnar på tio, då

$$G_{DM} = \frac{R_5}{R_3} = \frac{10k}{1k} = 10$$

- Vi såg tidigare att summatorkopplingens differentialförstärkning G_{DM} är lika med ration U_{UT} / ($U_1 - U_2$):

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2},$$

vilket kan transformeras till

$$U_{UT} = G_{DM} * (U_1 - U_2)$$

- Vi ser då också att för så kallade Common Mode-signaler, alltså då insignalerna är lika stora, i detta fall U_1 och U_2:

$$U_1 = U_2,$$

så blir utsignalen U_{UT} lika med noll, oavsett differentialförstärkning G_{DM}, då

$$U_1 - U_2 = 0,$$

vilket innebär att

$$U_{UT} = G_{DM} * 0 = 0\ V$$

- Detta har en mycket viktig funktion i förstärkarkretsar, främst för att förstärka differentialsignaler, såsom ljud, och samtidigt kancellera Common Mode-signaler, som vanligtvis till stor det består av brus.

- Vanligtvis används differentialförstärkare som ingångssteg i OP-förstärkare, fast då som transistorsteg, inte som en summatorkoppling.

- Vi kommer se mer av differentialförstärkare i senare kapitel, där dessa behandlas som transistorförstärkare.

- Sammanfattningsvis kan differentialförstärkaren konstrueras via en inverterande OP-förstärkkoppling samt en summatorkoppling med följande tumregler:

    1. Sätt resistorer $R_1 - R_4$ till 1 kΩ var:

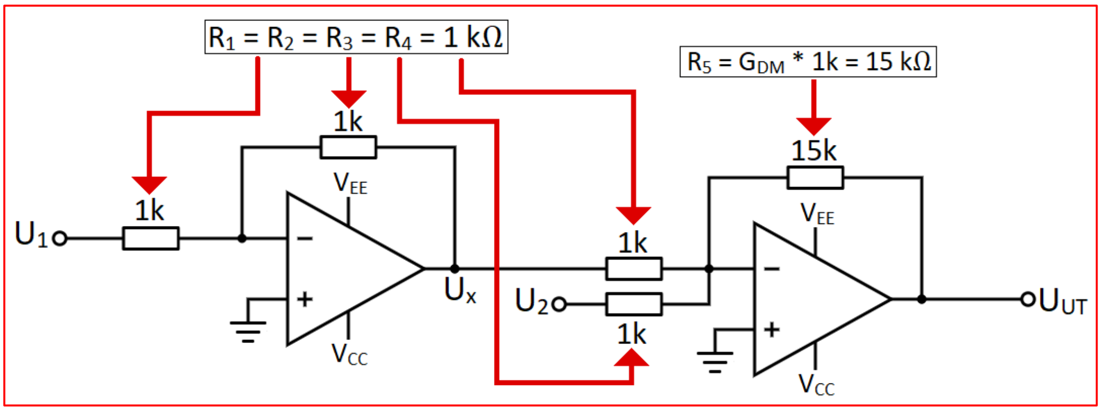
$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1\ k\Omega$$

    2. Sätt resistor R_5 till önskad differentialförstärkning G_{DM}, fast mätt i kΩ:

$$R_5 = G_{DM} * 1k$$

- Som exempel, för en differentialförstärkning G_{DM} på 15, så bör resistor R_5 sättas till 15 kΩ, då

$$R_5 = 15 * 1k = 15\ k\Omega$$



Differentialförstärkare, där differentialförstärkningen G_{DM} är satt till 15 genom att sätta resistor R_5 till 15 kΩ.

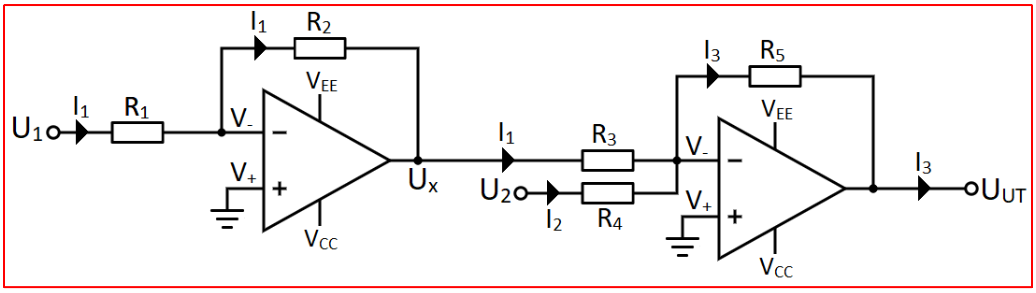
- Figuren ovan visar en differentialförstärkare, där resistor R_5 har satts till 15 kΩ, vilket medför en differentialförstärkning G_{DM} på 15. Därmed förstärks spänningsskillnaden $U_1 - U_2$ mellan de två insignalerna U_1 och U_2 med en faktor 15, vilken kan uttryckas med följande formel:

$$U_{UT} = 15 * (U_1 - U_2),$$

som indikerar att utsignalen U_{UT} är lika med spänningsskillnaden $U_1 - U_2$ mellan insignalerna U_1 och U_2 förstärkt med en faktor 15.

Analys av differentialförstärkaren:

- För att enklare kunna analysera differentialförstärkaren, så ritas samtliga strömmar ut i kretsen, se figuren nedan. Även potentialerna V_+ samt V_- på OP-förstärkarens ingångar skrivs ut.



En differentialförstärkare konstruerad via en inverterande OP-förstärkarkoppling följt av en summatorkoppling, med samtliga strömmar utritade.

- Vi kan som vanliga anta att spänningsskillnaden (V_- - V_+) mellan OP-förstärkarens ingångar är lika med noll:

$$V_- - V_+ = 0,$$

vilket innebär att

$$V_- = V_+$$

- Som synes i figuren ovan, så är potentialen V_+ på respektive OP-förstärkare direkt ansluten till jord. Därmed gäller att V_X är lika med noll:

$$V_+ = 0,$$

vilket också innebär att V_- är lika med noll, då

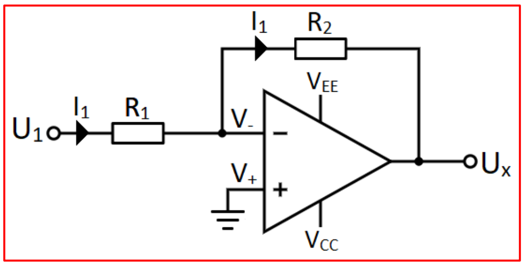
$$V_- = V_+ = 0$$

1. Analys av den inverterande förstärkarkopplingen:

- Vi börjar med att härleda förstärkningsfaktorn G_1 på den inverterande förstärkarkopplingen, se figuren till höger. Därmed måste formler härledas för insignalen U_1 samt utsignalen U_X.

- Vi kan anta OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} är så hög att strömmarna som flödar in på dess ingångar är obefintliga.

- Därmed kan vi anta att strömmen I_1 flödar från resistor R_1 via resistor R_2, vilket förenklar beräkningarna.



Inverterande OP-förstärkarkoppling, som används för att invertera insignalen U_1, så att utsignalen U_X är lika med $-U_1$.

- En formel för insignalen U_1 kan härledas med Kirchhoffs spänningslag, med beräkning från insignalen U_1 till jord via resistor R_1 och OP-förstärkaren i strömmen I_1:s riktning:

$$U_1 - R_1 I_1 - (V_- - V_+) = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_1 = R_1 I_1 + (V_- - V_+),$$

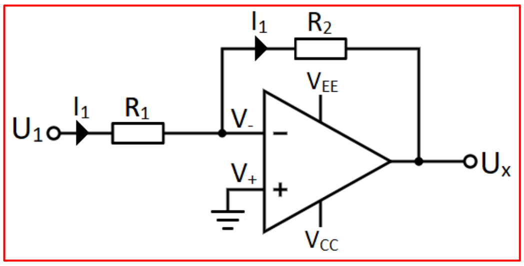
där (V_- - V_+) kan elimineras ur formeln, då

$$V_- - V_+ = 0$$

- Därmed kan följande formel härledas för inspänningen U_1:

$$U_1 = R_1 I_1$$

- Därefter kan en formel härledas för utsignalen U_X.



Inverterande OP-förstärkarkoppling, som används för att invertera insignalen U_1, så att utsignalen U_X är lika med $-U_1$.

- Genom att beräkna med Kirchhoffs spänningslag från utsignalen U_X till jord via resistor R_2 samt OP-förstärkaren mot strömmen I_1:s riktning, så kan följande formel erhållas:

$$U_X + R_2 I_1 - (V_- - V_+) = 0,$$

vilket kan transformeras till

$$U_x = -R_2 I_1 + (V_- - V_+)$$

- Som vi har sett tidigare så kan spänningen (V_- - V_+) antas vara noll och kan därför försummas:

$$V_- - V_+ = 0$$

- Därmed kan följande formel härledas för utspänningen U_X:

$$U_X = -R_2 I_1$$

- Ur de framtagna formlerna för inspänningen U_1 samt utspänningen U_X så kan den inverterande förstärkarkopplingens förstärkningsfaktor G_1 härledas till:

$$G_1 = \frac{U_X}{U_1} = -\frac{R_2 I_1}{R_1 I_1},$$

där strömmen I_1 kan elimineras, då denna förekommer i både täljare och nämnare.

- Därmed gäller att den inverterande förstärkarkopplingens förstärkningsfaktor G_1 kan beräknas med formeln

$$G_1 = \frac{U_X}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1},$$

där R_1 och R_2 är resistorerna i förstärkarkopplingen.

- Genom att sätta resistorer R_1 och R_2 till samma värde, exempelvis 1 kΩ:

$$R_1 = R_2 = 1\ k\Omega,$$

så blir förstärkningsfaktorn G_1 lika med -1, då

$$G_1 = \frac{U_X}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1k}{1k} = -1$$

- Då blir utsignalen U_X lika med $-U_1$:

$$U_X = -U_1,$$

vilket enkelt kan demonstreras. Som vi såg tidigare så är förstärkningsfaktorn G_1 lika med ration mellan den inverterande förstärkarkopplingens in- och utsignal U_1 samt U_X:

$$G_1 = \frac{U_X}{U_1}$$

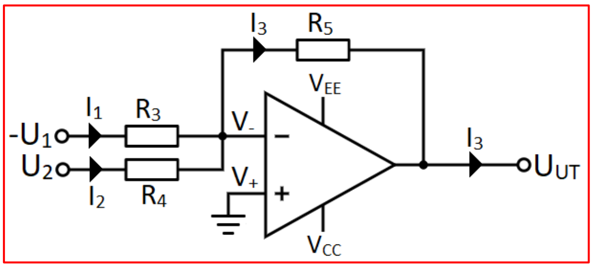
- Formeln ovan kan transformeras till

$$U_X = G_1 * U_1$$

- Vid en förstärkningsfaktor G_1 på -1, så blir då utsignalen U_X lika med $-U_1$, eftersom

$$U_X = -1 * U_1 = -U_1$$

2. Analys av summatorkopplingen:



Summatorkoppling som fungerar som en differentialförstärkare, med insignalerna -U_1 samt U_2 och

- Den andra inverterande OP-förstärkarkopplingen fungerar som en summator, se figuren till höger, där spänningen U_X har ersatts med motsvarande spänning -U_1.

- För att härleda en formel för summatorns differentialförstärkning G_{DM}, så kan Kirchhoffs strömlag med fördel användas, då ett flertal olika strömmar förekommer i kretsen.

- Genom att använda Kirchhoffs strömlag, så ser vi att strömmen I_3 är lika med summan av strömmarna I_1 och I_2:

$$I_3 = I_1 + I_2$$

- Vi måste därmed härleda formler för strömmarna I_1 – I_3.

- En formel för strömmen I_3 kan härledas via Kirchhoffs spänningslag med beräkning mot strömmen I_3:s riktning, från utsignalen U_{UT} till jord via resistor R_3. Därmed kan följande formel härledas:

$$U_{UT} + R_5 I_3 - (V_- - V_+) = 0,$$

som kan transformeras till

$$U_{UT} = -R_5 I_3 + (V_- - V_+),$$

- Som nämndes tidigare så kan vi anta att spänningsskillnaden (V_+ - V_-) mellan plus-och minusingången är obefintlig, alltså noll:

$$V_+ - V_- = 0,$$

vilket medför att formeln ovan kan förenklas till

$$U_{UT} = -R_5 I_3$$

- Därefter kan en formel för strömmen I_3 kan härledas genom att transformera formeln för utspänningen U_{UT} ovan:

$$I_3 = -\frac{U_{UT}}{R_5}$$

- Strömmarna I_1 och I_2 kan beräknas via Ohms lag. Vi börjar med strömmen I_1 och noterar att denna kan beräknas via resistor R_3; strömmen I_1 är lika med spänningsfallet U_3 över resistor R_3 dividerat med dess resistans:

$$I_1 = \frac{U_3}{R_3}.$$

där spänningsfallet U_3 är lika med differensen mellan spänningen -U_1 samt potentialen V_-:

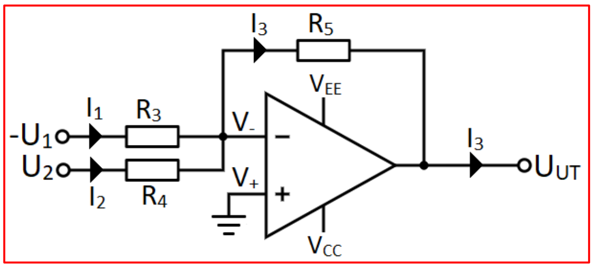
$$U_3 = -U_1 - V_-,$$

där V_- är noll, vilket innebär att

$$U_3 = -U_1 - 0 = -U_1$$

- Därmed gäller att

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_3}$$



Genom att transformera formeln $I_3 = I_1 + I_2$, så kan en formel för summatorns differentialförstärkning G_{DM} härledas.

- Strömmen I_2 är i sin tur lika med spänningsfallet U_4 över resistor R_4 dividerat med dess resistans:

$$I_2 = \frac{U_4}{R_4}.$$

där spänningsfallet U_4 är lika med differensen mellan spänningen U_2 samt potentialen V_- på OP-förstärkarens minusingång:

$$U_4 = U_2 - V_-,$$

- Vidare gäller att potentialen V_- på OP-förstärkarens minusingång är noll, vilket innebär att

$$U_4 = U_2 - 0 = U_2$$

- Därmed gäller att

$$I_2 = \frac{U_2}{R_4}$$

- Genom att ersätta strömmarna $I_1 - I_3$ i formeln nedan:

$$I_3 = I_1 + I_2,$$

så ser vi att

$$-\frac{U_{UT}}{R_5} = -\frac{U_1}{R_3} + \frac{U_2}{R_4},$$

vilket kan transformeras till

$$\frac{U_{UT}}{R_5} = \frac{U_1}{R_3} - \frac{U_2}{R_4}$$

- Högerledet kan sedan transformeras så att talen har en gemensam nämnare:

$$\frac{U_{UT}}{R_5} = \frac{U_1}{R_3} * \frac{R_4}{R_4} - \frac{U_2}{R_4} * \frac{R_3}{R_3} = \frac{U_1R_4 - U_2R_3}{R_3R_4}$$

- Därmed ser vi att

$$\frac{U_{UT}}{R_5} = \frac{U_1R_4 - U_2R_3}{R_3R_4},$$

som kan transformeras till

$$U_{UT} = \frac{R_5(U_1R_4 - U_2R_3)}{R_3R_4},$$

som i sin tur kan transformeras till

$$\frac{U_{UT}}{U_1R_4 - U_2R_3} = \frac{R_5}{R_3R_4}$$

- Genom att sätta resistorer R_3 och R_4 till samma värde, exempelvis 1 kΩ:

$$R_3 = R_4 = 1\ k\Omega,$$

så kan formeln ovan skrivas om till

$$\frac{U_{UT}}{U_1R_3 - U_2R_3} = \frac{R_5}{{R_3}^2},$$

där R_3 kan brytas ut ur vänsterledet, vilket medför att

$$\frac{U_{UT}}{(U_1 - U_2)R_3} = \frac{R_5}{{R_3}^2}$$

- Genom att multiplicera med R_3 i både vänster- och högerled:

$$\frac{U_{UT}}{(U_1 - U_2)R_3} * R_3 = \frac{R_5}{{R_3}^2} * R_3,$$

så kan formeln ovan transformeras till

$$\frac{U_{UT}}{U_1 - U_2} = \frac{R_5}{R_3},$$

där ration U_{UT} / (U_1 – U_2) är summatorns differentialförstärkning G_{DM}:

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2}$$

- Differentialförstärkningen G_{DM} indikerar med vilken faktor som så kallade differentialsignaler skall förstärkas med, där differentialsignaler betyder olika stora insignaler, i detta fall U_1 samt U_2:

$$U_1 \neq U_2 \rightarrow differentialsignaler$$

- Därmed gäller att

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2} = \frac{R_5}{R_3},$$

som kan transformeras till

$$R_5 = G_{DM} * R_3$$

- Resistor R_5 kan sedan sättas till lämpligt värde för att erhålla önskad differentialförstärkning G_{DM}. Som exempel, för att erhålla en differentialförstärkning G_{DM} på tio:

$$G_{DM} = 10,$$

så kan resistor R_5 sättas till en storlek som är tio gånger högre än resistor R_3, då

$$R_5 = 10 * R_3$$

,

- Eftersom resistor R_3 tidigare sattes till 1 kΩ:

$$R_3 = 1\ k\Omega,$$

så bör resistor R_5 sättas till 10 kΩ, eftersom

$$R_5 = 10 * 1k = 10\ k\Omega$$

- Genom att utföra en kontrollberäkning så ser vi att differentialförstärkningen G_{DM} hamnar på tio, då

$$G_{DM} = \frac{R_5}{R_3} = \frac{10k}{1k} = 10$$

- Vi såg tidigare att summatorkopplingens differentialförstärkning G_{DM} är lika med ration U_{UT} / (U_1 – U_2):

$$G_{DM} = \frac{U_{UT}}{U_1 - U_2},$$

vilket kan transformeras till

$$U_{UT} = G_{DM} * (U_1 - U_2)$$

- Vi ser då också att för så kallade Common Mode-signaler, alltså då insignalerna är lika stora, i detta fall U_1 och U_2:

$$U_1 = U_2 \rightarrow Common\ Mode - signaler,$$

så blir utsignalen U_{UT} lika med noll, oavsett differentialförstärkning G_{DM}, då

$$U_1 - U_2 = 0,$$

vilket innebär att

$$U_{UT} = G_{DM} * 0 = 0\ V$$

- Detta har en mycket viktig funktion i förstärkarkretsar, främst för att förstärka differentialsignaler, såsom ljud, och samtidigt kancellera Common Mode-signaler, som vanligtvis till stor det består av brus. Vanligtvis används differentialförstärkare som ingångssteg i OP-förstärkare, fast då som transistorsteg, inte som en summatorkoppling.

- Vi kommer se mer av differentialförstärkare i senare kapitel, där denna behandlas som transistorförstärkare.

Modifikationer för förstärkning av specificerad spänningsskillnad mellan insignalerna U_1 samt U_2:

- Givetvis hade vi kunnat modifiera differentialförstärkaren ovan, så att denna förstärker en annan spänningsskillnad än just $U_1 – U_2$ mellan insignalerna U_1 och U_2. Som exempel, anta att vi istället vill förstärka spänningsskillnaden $U_1 – 10U_2$ med faktor 10:

$$\frac{U_{UT}}{U_1 - 10U_2} = 10$$

- Detta kan enkel genomföras genom att välja lämpliga värde på resistorer $R_3 – R_5$.

- Tidigare härleddes följande formel som ration mellan differentialförstärkarens insignaler U_1 och U_2 samt utsignalen:

$$\frac{U_{UT}}{U_1R_4 - U_2R_3} = \frac{R_5}{R_3R_4}$$

- Genom att sätta resistor R_3 till ett värde som är tio gånger högre än resistor R_4:

$$R_3 = 10R_4,$$

så kan formeln ovan skrivas om till

$$\frac{U_{UT}}{U_1R_4 - U_2 10R_4} = \frac{R_5}{10{R_4}^2}$$

där R_4 kan brytas ut ur vänsterledet, vilket medför att

$$\frac{U_{UT}}{(U_1 - 10U_2)R_4} = \frac{R_5}{10{R_4}^2}$$

- Genom att multiplicera med R_4 i både vänster- och högerled:

$$\frac{U_{UT}}{(U_1 - 10U_2)R_4} * R_4 = \frac{R_5}{10{R_4}^2} * R_4,$$

så kan formeln ovan transformeras till

$$\frac{U_{UT}}{U_1 - 10U_2} = \frac{R_5}{10R_4}$$

- För att erhålla formeln ovan så kan resistor R_4 sättas till 1 kΩ:

$$R_4 = 1\ k\Omega$$

och resistor R_3 till 10 kΩ, då

$$R_3 = 10R_4 = 10 * 1k = 10\ k\Omega$$

- Vidare såg vi att spänningsskillnaden $U_1 - 10U_2$ skulle förstärkas med en faktor 10. Därmed gäller att

$$\frac{U_{UT}}{U_1 - 10U_2} = \frac{R_5}{10R_4} = 10,$$

som kan transformeras till

$$R_5 = 10 * 10R_4 = 100R_4$$

- Därmed ser vi att resistor R_5 bör sättas till ett värde som är 100 gånger högre än resistor R_4:

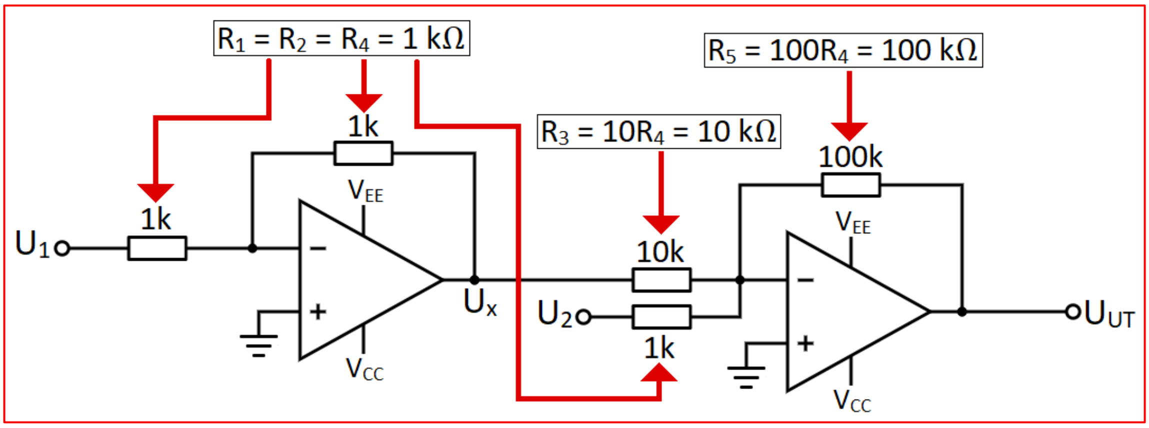
$$R_5 = 100R_4$$

- Eftersom resistor R_5 tidigare sattes till 1 kΩ, så bör då resistor R_5 sättas till 100 kΩ, då

$$R_5 = 100R_4 = 100 * 1k = 100\ k\Omega$$

- Genom att kontrollräkna ser vi då att förstärkningen av spänningsskillnaden $U_1 - 10U_2$ hamnar på tio, då

$$\frac{U_{UT}}{U_1 - 10U_2} = \frac{R_5}{10R_4} = \frac{100k}{10 * 1k} = \frac{100k}{10k} = 10$$

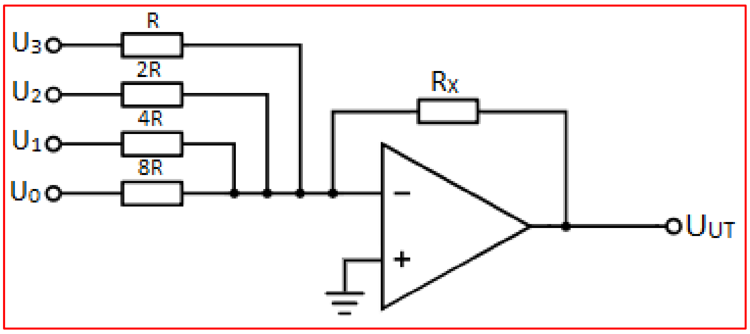


Modifierad differentialförstärkare, som förstärker spänningsskillnaden $U_1 - 10U_2$ med en faktor tio.

3.2.6 – Konstruktion av en DA-omvandlare via summatorkoppling

- Vi kan använda en summatorkoppling för att konstruera en DA-omvandlare (digital till analog omvandlare), en elektrisk krets som omvandlar digitala signaler till motsvarande analoga signaler.

- Som exempel, om en digital signal som passerat genom digitala kretsar sedan skall spelas genom en högtalare så behöver vi först använda en DA-omvandlare för att omvandla denna signal till en analog signal.



Summatorkoppling, som används för att omvandla en fyra-bitars digital insignal till en analog motsvarighet.

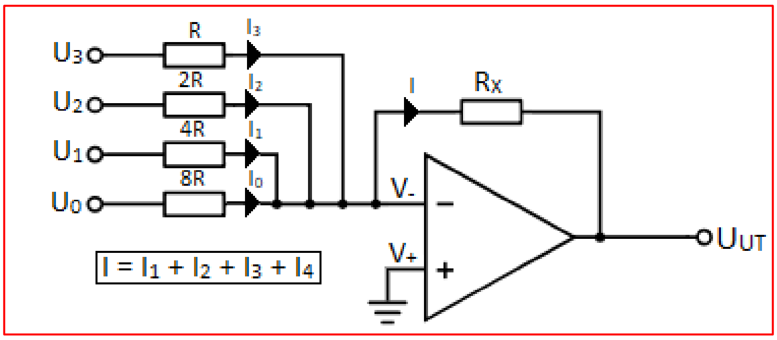
- DA-omvandling används när digital information skall överföras, visas eller spelas upp i ett analogt medium, exempelvis när ljud spelar från en CD-skiva eller när en bildskärm visar en bild.

- För att skapa DA-omvandlaren så kopplar vi OP-förstärkaren i en summatorkoppling, se den fyra-bitars DA-omvandlaren ovan.

- Att förstärkarkopplingen kallas summator beror på att summan av strömmarna som flödar från ingångarna U_0-U_3 flödar genom resistor R_X.

- Resistor R_X används för att reglera strömmen genom kretsen. Som tumregel så kan den maximala strömmen genom kretsen (peakströmmen) sättas till ca 1 mA.

- Utefter specificerad peakström samt maximal utspänning så kan ett lämpligt värde sättas på resistor R_X med formeln



Summatorkopplingen ovan med samtliga strömmar och spänningar utritade.

$$R_X = \frac{|U_{UT,max}|}{I_{max}},$$

där $|U_{UT,max}|$ är amplituden av den maximala utspänningen och I_{max} är peakströmmen. Eftersom summatorkopplingen ovan är inverterad så kommer utsignalen bli negativ.

- Ett vanligt värde är att utspänningen skall begränsas till ett absolutbelopp på 5 V. I praktiken så medför detta att utspänningen kan anta ett värde från 0 V ned till – 5 V. När utspänningen är -5 V så är strömmen i kretsen som högst, eftersom insignalerna U_0 – U_3 då är höga, vilket medför att samtliga strömmar I_0-I_3 flödar genom kretsen och summeras till strömmen I.

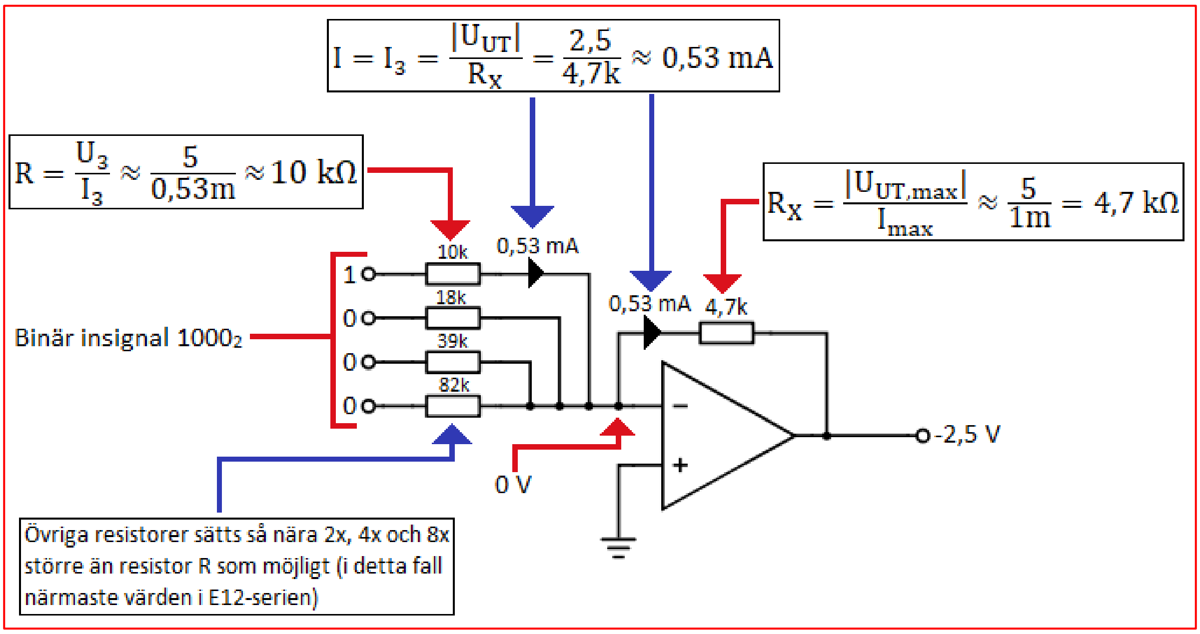
- Om utspänningen som högst skall uppgå till ett absolutbelopp på 5 V vid en maximal peakström på ca 1 mA så bör resistor R_X sättas till 4,7 kΩ, eftersom

$$R_X = \frac{|U_{UT,max}|}{I_{max}} = \frac{5}{1m} = 5\ k\Omega,$$

där närmaste värdet i E12-serien är 4,7 kΩ.

- Resten av resistorerna sätts så att varje efterföljande resistor är dubbelt så stor som den föregående. Detta görs för att varje binär bit motsvarar halva storleken på föregående bit; som exempel, för det 4-bitars binärt talet 1111_2 så är den största biten (den längst åt vänster) lika med 2^3 = 8, andra biten lika med 2^2 = 4, tredje biten lika med 2^1 = 2 och den minsta biten lika med 2^0 = 1. Notera att varje bit är lika med halva värdet av föregående bit.

- Samma gäller i DA-omvandlaren ovan; en hög insignal U_3 motsvarar $2^3 = 8$, en hög insignal U_2 motsvarar $2^2 = 4$, en hög insignal U_1 motsvarar $2^1 = 2$ och en hög insignal U_0 motsvarar $2^0 = 1$. Notera att varje efterföljande bit här också är hälften av föregående bit. Vi generar detta genom att sätta varje efterföljande resistor så att den är dubbelt så stor som föregående resistor; strömmen som flödar från U_2 blir då hälften av strömmen som flödar genom U_3.



4-bitars DA-omvandlare med peakström på ca 1 mA och maximal utspänning på -5 V.

- När den binära insignalen är hälften av maxvärdet så flödar endast ström från utgången för den största biten. För den 4-bitars DA-omvandlaren ovan, där insignalen kan anta värden mellan 0 (0000_2 i binär form) upp till 15 (1111_2 i binär form) så gäller då att insignalen är 15/2 = 7,5, vilket avrundas upp till 8. I binär form blir detta 1000_2.

- Av det binära talet 1000_2 så ser vi att insignalen U_3 är hög (därav ettan längst åt vänster), medan övriga insignalen är låga (därav nollorna). Eftersom ingen ström flödar från de andra ingångarna så är strömmen genom resistor R lika stor som strömmen genom resistor R_X.

- Binär insignal 1000_2 motsvarar 8_{10}, vilket är hälften av det maximala värdet som insignalen kan anta (1111_2, dvs. 15_{10}). Då blir utsignalen hälften av maxvärdet, vilket gör att strömmen $I = I_3$ är hälften av peakströmmen.

- Eftersom peakströmmen bör sättas till 1 mA så blir strömmen genom I_3 då lika med ca 0,5 mA, medan insignalen U_3 då är en logisk etta. Spänningsfallet över resistor R är då 1 V.

- Ett lämpligt värde på resistor R kan då beräknas med Ohms lag:

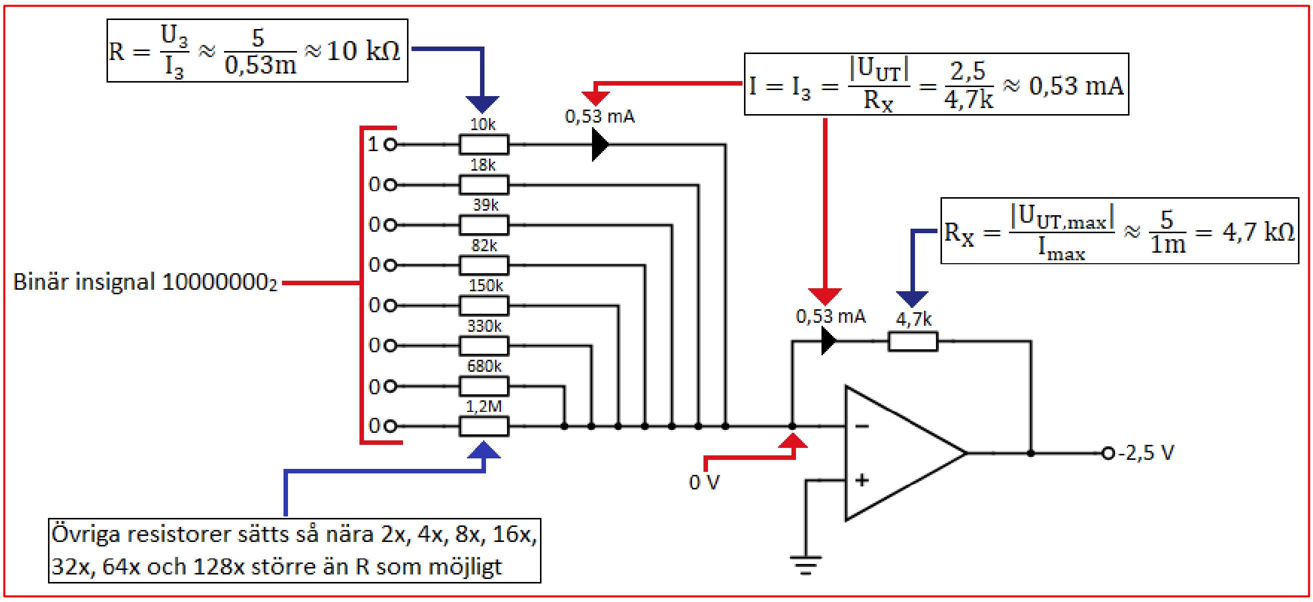
$$R = \frac{U_3}{I_3} = \frac{1}{\left(\frac{I_{MAX}}{2}\right)}$$

- Övriga resistorer dimensioneras sedan så att dessa är två, fyra, åtta samt sexton gånger större än resistor R. Givetvis så får vi kompromissa med närmaste värden som vi kan få tag på. Våra värden begränsas därför till de normala resistorserierna. För enkelhets skulle så bör vi främst kolla i E12-serien eller möjligen E24-serien. Vi använder resistorvärdens som är så nära de beräknade värdena som möjligt.

- Eftersom vi med största sannolikhet inte kommer ha möjlighet att införskaffa exakt samma värden som beräknat så kommer det omvandlade analoga värdet avvika något från motsvarande digitala värde. För bättre precision så behöver vi införskaffa mer exakta resistorvärdet.

Konstruktion av en 8-bitars DA-omvandlare:

- Tillvägagångssättet för att skapa en 8-bitars DA-omvandlare är exakt samma som för en 4-bitars DA-omvandlare, bara att vi behöver vi lägga till fyra till resistorer, som är 32, 64, 128 samt 256 gånger större än resistor R, se figuren nedan. Precis som i föregående exempel så får vi använda närmaste värden vi kan få tag på.



8-bitars DA-omvandlare med peakström på ca 1 mA samt maximal utspänning på -5 V.

Snabbguide för konstruktion av en DA-omvandlare:

1. Välj lämpligt värde på resistor R_X utefter specifikationer på maximal utström samt amplituden av den maximala utspänningen $U_{UT,max}$:

$$R_X = \frac{|U_{UT,max}|}{I_{max}}$$

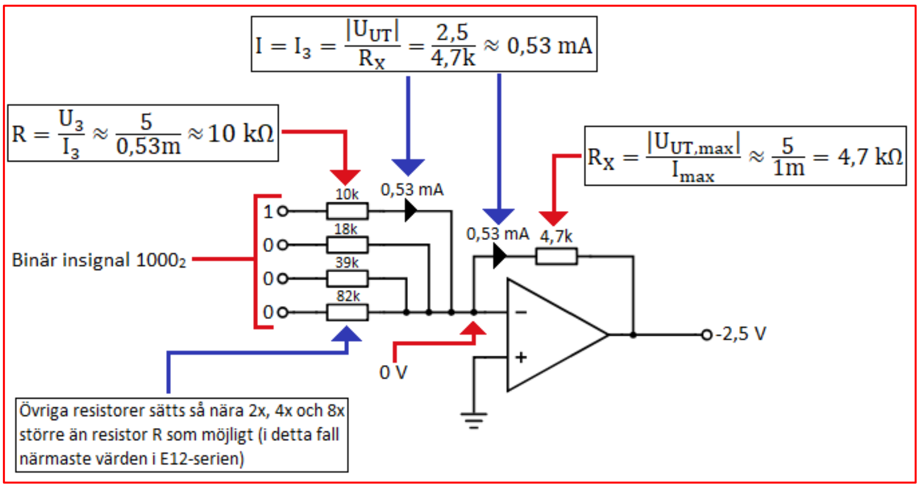
2. Välj lämpligt värde på resistor R så att strömmen genom denna resistor är lika med strömmen I när utsignalen är hälften av den maximala utspänningen $U_{UT,max}$:

$$I = \frac{\left(\frac{|U_{UT,\max}|}{2}\right)}{R_X} = \frac{1}{R},$$

vilket kan transformeras till

$$R = \frac{2R_X}{|U_{UT,max}|}$$

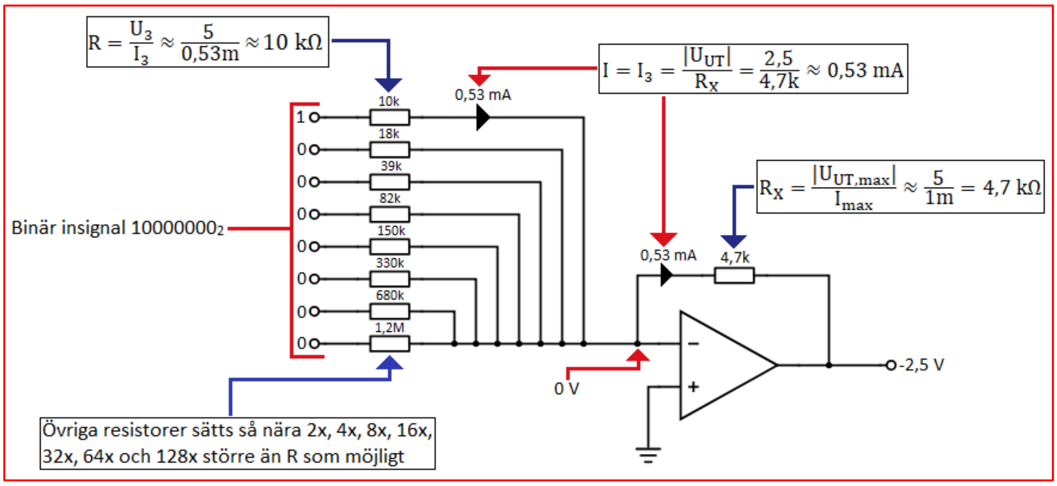
3. Välj hur många bitar DA-omvandlare skall vara och sätt efterföljande resistorer till 2*R, 4*R, 8*R etc. Välj värden som är så nära dessa som möjligt.



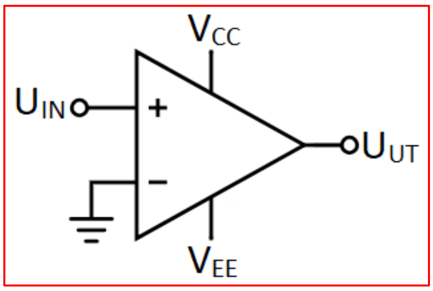
4. Utsignalen U_{UT} kommer nu inneha ett värde mellan -5 V – 0 V. Om utsignalen U_{UT} istället skall inneha ett värde mellan 0 – 5 V, så kan en inverterande OP-förstärkarkoppling placeras direkt efter summatorkopplingen, se figuren nedan. Vi sätter resistorerna i den inverterande OP-förstärkarkopplingen till 1 kΩ var, så att dess förstärkningsfaktor G blir lika med -1, då

$$G = -\frac{1k}{1k} = -1,$$

vilket medför att utsignalen U_{UT} blir inverterad till ett värde mellan 0 – 5 V.



3.2.7 - Komparatorn



Enkel komparator, som jämför inspänningen U_{IN} på OP-förstärkarens plusingång mot spänningen V_- på minusingången, som är lika med 0 V, då minusingången är ansluten till jord.

- Komparatorn är ett exempel på en OP-förstärkarkoppling där negativ återkoppling inte används, vilket beror på att man medvetet vill överstyra OP-förstärkaren, så att utsignalen U_{UT} uppgår till positiv eller negativ matningsspänning V_{CC}/V_{EE}, beroende på insignalen U_{IN}:s storlek.

- Komparatorn används för att jämföra insignalerna V_+ samt V_- på OP-förstärkarens plus- och minusingång. Beroende på vilken av spänningarna som är högst, så kommer OP-förstärkarens utsignal antingen att uppnå den positiva matningsspänningen V_{CC} eller den negativa matningsspänningen V_{EE}.

- Komparatorn, precis som övriga OP-förstärkarkopplingar, förstärker spänningsskillnaden $V_+ - V_-$ mellan OP-förstärkarens plus och minusingång.

- Sambandet mellan OP-förstärkarens utsignal U_{UT} och spänningsskillnaden $V_+ - V_-$ mellan plus- och minusingången kan därmed härledas med följande formel:

$$U_{UT} = G * (V_+ - V_-),$$

  där G är förstärkningsfaktorn som spänningsskillnaden $V_+ - V_-$ mellan plus och minusingången förstärks med.

- I de förstärkarkopplingar vid såg tidigare, där negativ återkoppling används, så utgörs förstärkningsfaktorn G av OP-förstärkarens closed-loop-förstärkning G_{CL}, som vi enkelt kan sätta in med två resistorer.

- Som vi har sett tidigare är det normalt med en förstärkningsfaktor G mellan 10 – 30 i förstärkarkopplingar, vilket medför att utsignalen U_{UT} utgör en förstärkt kopia av insignalen, med liten risk för att OP-förstärkaren blir bottnad, vilket orsakar distorsion.

- I komparatorkopplingar så används dock inte negativ återkoppling, vilket medför att spänningsskillnaden $V_+ - V_-$ förstärks med OP-förstärkarens så kallade open loop-förstärkning G_{OL}, som vanligtvis är mycket hög. För en given komparators utsignal U_{UT} gäller därmed att

$$U_{UT} = G_{OL} * (V_+ - V_-),$$

  där G_{OL} är OP-förstärkarens open loop-förstärkning, som normalt uppgår till en faktor mellan 100 000 - 1 000 000 på en välfungerande OP-förstärkare. I normalfallet kan G_{OL} antas gå mot oändlighet:

$$G_{OL} = \infty$$

- Detta medför att även minimala spänningsskillnader $V_+ - V_-$ mellan OP-förstärkarens plus- och minusingång medför att komparatorns utsignal, teoretiskt sett, kommer gå mot oändlighet.

- Som vi har sett tidigare, så kan dock inte utsignalen U_{UT} ur en OP-förstärkare överstiga den positiva matningsspänningen V_{CC} eller understiga den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$V_{EE} \leq U_{UT} \leq V_{CC}$$

- Istället kommer utsignalen U_{UT} bli klippt och OP-förstärkarens sägs vara bottnad.

- Därmed kan vi anta att vid minsta lilla spänningsskillnad $V_+ - V_-$ mellan plus- och minusingången så kommer OP-förstärkaren bli bottnad och komparatorns utsignal kommer uppgå till positiv eller negativ matningsspänning V_{CC}/V_{EE}.

- För en given komparator gäller att om spänningen V_+ på plusingången överstiger spänningen V_- på minusingången:

$$V_+ > V_-,$$

så blir komparatorn bottnad och dess utsignal U_{UT} kommer hamna mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- I praktiken så kommer utsignalen U_{UT} bli något mindre den positiva matningsspänningen V_{CC}, på grund av att transistorerna inuti OP-förstärkaren, framförallt transistorerna längst upp i det sista förstärkarsteget, kräver ett visst spänningsfall över sig vid drift, som tas från matningsspänningen V_{CC}.

- Därmed blir komparatorns utsignal U_{UT} något lägre än den positiva matningsspänningen V_{CC}. Vanligtvis rör det sig endast om några hundratals milliVolt upp till enstaka Volt, vilket vanligtvis kan försummas.

- Däremot om spänningen V_+ på plusingången understiger spänningen V_- på minusingången:

$$V_+ < V_-,$$

så blir komparatorn bottnad och dess utsignal U_{UT} kommer då hamna mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- Även här gäller att utsignalen U_{UT} i praktiken inte riktigt kommer uppnå den negativa matningsspänningen V_{EE}, på grund av att transistorerna inuti OP-förstärkaren, framförallt transistorerna längst ned i det sista förstärkarsteget, kräver ett visst spänningsfall över sig vid drift, som tas från matningsspänningen V_{EE}.

- Därmed blir komparatorns utsignal U_{UT} något högre än den negativa matningsspänningen V_{EE}. Vanligtvis rör det sig endast om några hundratals milliVolt upp till enstaka Volt, vilket vanligtvis kan negligeras.

- Däremot om insignalerna V_+ samt V_- hade varit exakt lika stora:

$$V_+ = V_-,$$

så hade komparatorns utsignal U_{UT} blivit 0 V, då

$$U_{UT} = G_{OL} * (V_+ - V_-),$$

där spänningsskillnaden $V_+ - V_-$ är noll:

$$V_+ - V_- = 0,$$

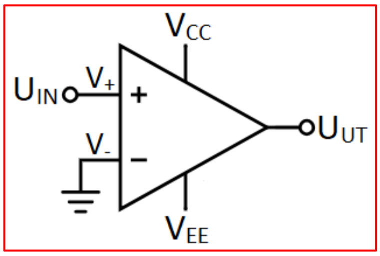
vilket innebär att

$$U_{UT} = G_{OL} * 0 = 0\ V$$

- Som nämndes tidigare så medför dock minimala spänningsskillnader $V_+ - V_-$ mellan OP-förstärkarens ingångar att OP-förstärkaren blir bottnad, då negativ återkoppling inte används, vilket är fallet i komparatorkopplingar.

- Detta innebär att såvida inte plus- och minusingången är anslutna till samma punkt, så kommer spänningen på plus- respektive minusingången V_+ samt V_- med största sannolikhet inte vara identiska, vilket medför att utsignalen U_{UT} i de flesta fall kommer hamnar mycket nära den positiva eller negativa matningsspänningen V_{CC} eller V_{EE}.

Konstruktion av en enkel komparator:



Enkel komparator, där insignalen U_{IN} jämförs med 0 V.

- Figuren till höger visar en mycket enkel komparator, där insignalen U_{IN} är ansluten till OP-förstärkarens plusingång, vilket innebär att spänningen V_+ på plusingången är lika med inspänningen U_{IN}:

$$V_+ = U_{IN}$$

- Samtidigt är OP-förstärkarens minusingången ansluten till jord, vilket medför att spänningen V_- på minusingången är lika med 0 V:

$$V_- = 0\ V$$

- Som vi såg tidigare, så gäller att om spänningen V_+ på plusingången överstiger spänningen V_- på minusingången:

$$V_+ > V_-,$$

  så kommer OP-förstärkarens bli bottnad och utsignalen U_{UT} hamnar mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- För komparatorn ovan, där insignalen U_{IN} är ansluten till plusingången och minusingången är ansluten till jord, så gäller att då insignalen U_{IN} överstiger 0 V:

$$U_{IN} > 0\ V,$$

  så hamnar komparatorns utsignal U_{UT} mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- På samma sätt gäller att om spänningen V_+ på plusingången understiger spänningen V_- på minusingången:

$$V_+ < V_-,$$

  vilket i detta fall gäller då insignalen U_{IN} understiger 0 V:

$$U_{IN} < 0\ V,$$

  så hamnar komparatorns utsignal U_{UT} mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- I komparatorn ovan, så ser vi att komparatorns utsignal U_{UT} berodde på ifall inspänningen U_{IN} över- eller understeg 0 V. Vi säger därför att komparatorns tröskelspänning, som betecknas U_T, i detta fall är 0 V:

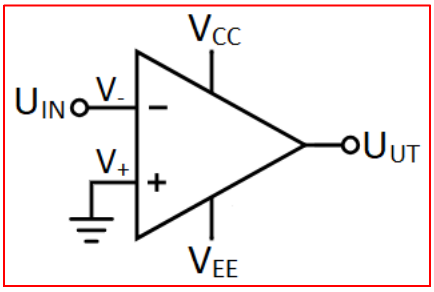
$$U_T = 0\ V$$

- I många applikationer kan det vara önskvärt att kunna ställa in tröskelspänningen U_T efter behov, vilket enkelt kan genomföras via en spänningsdelare, som vi kommer se längre fram i kapitlet.

Modifikation för inverterande komparator:

- Den enkla komparatorn vi såg tidigare kan enkelt modifieras till en inverterande komparator genom att växla vilken ingång som ansluts till jord och vilken som ansluts till insignalen U_{IN}.

- Genom att insignalen U_{IN} ansluts till OP-förstärkarens minusingång och plusingången ansluts till jord så blir komparatorn inverterande. Jämfört med komparatorn vi såg tidigare så blir då utsignalen U_{UT} inverterad, i övrigt fungerar de samma.



Inverterande komparator.

- Därmed gäller att spänningen V_- på minusingången är lika med inspänningen U_{IN}:

$$V_- = U_{IN},$$

samtidigt som att spänningen V_+ på plusingången är lika med 0 V:

$$V_- = 0\ V$$

- Som tidigare gäller att om spänningen V_- på minusingången överstiger spänningen V_+ på plusingången:

$$V_- > V_+,$$

vilket i detta fall gäller då insignalen U_{IN} överstiger 0 V:

$$U_{IN} > 0\ V,$$

så hamnar komparatorns utsignal U_{UT} mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- På samma sätt gäller att om spänningen V_- på minusingången understiger spänningen V_+ på plusingången:

$$V_- < V_+,$$

vilket i detta fall gäller då insignalen U_{IN} understiger 0 V:

$$U_{IN} < 0\ V,$$

så kommer komparatorns utsignal U_{UT} hamnar mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

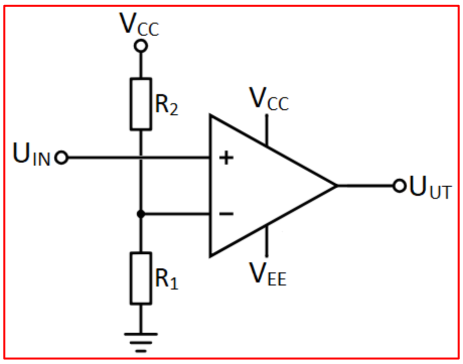
- Även i detta exempel, så är komparatorns tröskelspänning U_T lika med 0 V:

$$U_T = 0\ V$$

vilket vi ser då komparatorns utsignal U_{UT} berodde på ifall inspänningen U_{IN} över- eller understeg 0 V. Den enda skillnaden mot föregående exempel var att in- och utspänningen U_{IN} samt U_{UT} i detta fall hade motsatt polaritet, vilket innebär att en positiv insignal U_{IN} medför en negativ utsignal U_{UT} och tvärtom.

- I nästa exempel skall vi se hur tröskelspänningen U_T enkelt kan ställas in efter behov via en spänningsdelare.

Komparator med spänningsdelare:



Komparator med en spänningsdelare ansluten till OP-förstärkarens minusingång, vilket medför att komparatorns tröskelspänning U_T enkelt kan ställas in.

- I många applikationer kan det vara önskvärt att kunna välja komparatorns tröskelspänning U_T.

- Genom att använda en spänningsdelare och ansluta denna till en av OP-förstärkarens ingångar, se figuren till höger, så kan önskad tröskelspänning U_T ställas in.

- I detta fall, då tröskelspänningen U_T ställs in via OP-förstärkarens ingång, så gäller att spänningen V_- på minusingången är lika med U_T:

$$V_- = U_T$$

- Antag att vi skall konstruera en komparator, vars tröskelspänning U_T skall sättas runt 2 V:

$$U_T \approx 2\ V,$$

vilket innebär att spänningen V_- på OP-förstärkarens minusingång bör sättas så nära 2 V som möjligt, då

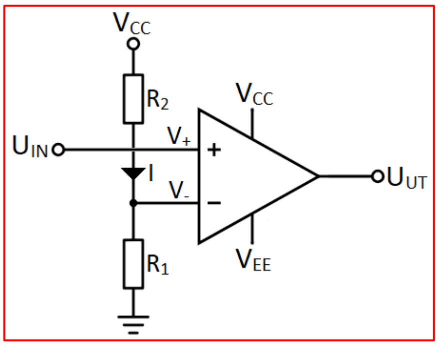
$$V_- = U_T \approx 2\ V$$

- Antag att komparatorn matas med ± 10 V, vilket innebär att den positiva matningsspänningen V_{CC} är satt till 10 V:

$$V_{CC} = 10\ V$$

och den negativa matningsspänningen V_{EE} är satt till -10 V:

$$V_{EE} = -10\ V$$



Komparatorkretsen ovan med samtliga spänningar och strömmar utritade.

- För att sätta lämplig tröskelspänning U_T så måste lämpliga värden väljas på resistorer R_1 samt R_2. Vi ritar därför ut kretsen med samtliga spänningar och strömmen I, som flödar genom spänningsdelaren, markerade.

- Genom att applicera Ohms lag på kretsen till höger, så ser vi att spänningen V_- på OP-förstärkarens minusingång är lika med

$$V_- = R_1 I,$$

vilket kan transformeras till

$$R_1 = \frac{V_-}{I},$$

där I är strömmen som flödar genom spänningsdelaren.

- Som en tumregel så kan strömmen Igenom spänningsdelaren sättas till ca 1 mA:

$$I \approx 1\ mA$$

- Genom att applicera Ohms lag i spänningsdelaren, så kan en formel för summan $R_1 + R_2$ härledas:

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{CC} - 0}{I} = \frac{V_{CC}}{I},$$

där V_{CC} är den positiva matningsspänningen och I är strömmen som flödar genom spänningsdelaren.

- Eftersom den positiva matningsspänningen V_{CC} är satt till 10 V,

$$V_{CC} = 10\ V$$

och strömmen I som flödar genom spänningsdelaren bör sättas runt 1 mA:

$$I \approx 1\ mA,$$

så bör summan $R_1 + R_2$ av resistorerna i spänningsdelaren sättas till ca 10 kΩ, då

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{CC}}{I} \approx \frac{10}{1m} = 10\ k\Omega$$

- Antag att tröskelspänningen U_T skall sättas till ca 2 V, vilket innebär att även spänningen V_- på minusingången bör sättas till 2 V, då

$$V_- = U_T = 2\ V$$

- Därmed bör resistor R_1 sättas till ca 2 kΩ, då

$$R_1 = \frac{V_-}{I} \approx \frac{2}{1m} = 2\ k\Omega$$

- Närmaste värden i E12-serien är 1,8 kΩ samt 2,2 kΩ. Antag att vi väljer 1,8 kΩ:

$$R_1 = 1{,}8\ k\Omega$$

- Som vi såg tidigare, så bör summan $R_1 + R_2$ av resistorerna i spänningsdelaren sättas till ca 10 kΩ:

$$R_1 + R_2 \approx 10\ k\Omega$$

- Genom att transformera formeln ovan, så ser vi att resistor R_2 bör sättas till 8,2 kΩ, då

$$R_2 \approx 10k - R_1 = 10k - 1{,}8k = 8{,}2\ k\Omega$$

- Eftersom 8,2 kΩ ingår i E12-serien, så använder vi detta värde:

$$R_2 = 8{,}2\ k\Omega$$

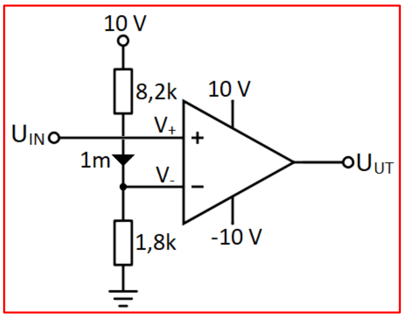
- Därmed blir strömmen I som flödar genom spänningsdelaren exakt 1 mA, då

$$I = \frac{V_{CC} - 0}{R_1 + R_2} = \frac{10 - 0}{1{,}8k + 8{,}2k} = \frac{10}{10k} = 1\ mA$$

- Samtidigt blir tröskelspänningen U_T, som är lika med spänningen V_- på OP-förstärkarens minusingång, lika med 1,8 V, då

$$U_T = V_- = R_1 I = 1{,}8k * 1m = 1{,}8\ V$$

- På grund av att vi var tvungna att välja närmaste värde i E12-serien för resistor R_1, så blev tröskelspänningen U_T något lägre än 2 V.



Komparator med en tröskelspänning U_T på 1,8 V.

- Ideellt hade vi velat använda en resistor på 2 kΩ, men närmaste värden i E12-serien är 1,8 kΩ samt 2,2 kΩ.

- För komparatorn ovan så gäller att om inspänningen U_{IN} överstiger tröskelspänningen U_T / spänningen V_- på minusingången, som är 1,8 V:

$$U_{IN} > 1{,}8\ V,$$

så kommer utspänningen U_{UT} hamnar mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}, som är satt till 10 V:

$$U_{UT} \approx 10\ V$$

- Samtidigt gäller att om inspänningen U_{IN} understiger tröskelspänningen U_T / spänningen V_- på minusingången, som är 1,8 V:

$$U_{IN} < 1{,}8\ V,$$

så kommer utspänningen U_{UT} hamnar mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}, som är satt till -10 V:

$$U_{UT} \approx -10\ V$$

- Om den erhållna tröskelspänningen U_T anses ligga för långt från det specificerade värdet på 2 V, så hade vi kunnat ändra resistorvärden för att erhålla högre precision.

- Om vi istället hade ändrat satt resistor R_1 till 2,2 kΩ:

$$R_1 = 2{,}2\ k\Omega$$

och bibehållit samma värde på resistor R_2 som tidigare,

$$R_2 = 8{,}2\ k\Omega,$$

så hade summan $R_1 + R_2$ av resistorerna i spänningsdelaren blivit 10,4 kΩ, då

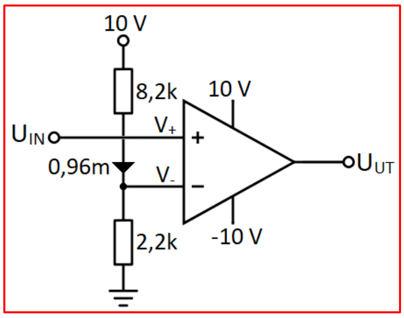
$$R_1 + R_2 = 2{,}2k + 8{,}2k = 10{,}4\ k\Omega$$

- Då hade strömmen I som flödar genom spänningsdelaren hamnat runt 0,96 mA, då

$$I = \frac{V_{CC} - 0}{R_1 + R_2} = \frac{10 - 0}{2{,}2k + 8{,}2k} = \frac{10}{10{,}4k} \approx 0{,}96\ mA,$$

vilket hade medfört att tröskelspänningen U_T hade hamnat runt 2,1 V, eftersom

$$U_T = V_- = R_1 I \approx 2{,}2k * 0{,}96m \approx 2{,}1\ V$$



Komparator med en tröskelspänning U_T runt 2,1 V.

- Notera att vi nu hamnar ca 0,1 V från specificerat värde, vilket bör vara tillräckligt nära för de flesta approximationer. Annars hade vi givetvis kunnat ansluta fler mindre resistorer i spänningsdelaren eller införskaffat resistorer från någon annan resistorserie.

- För komparatorn ovan så gäller att om inspänningen U_{IN} överstiger tröskelspänningen U_T / spänningen V_- på minusingången, som nu är satt runt 2,1 V:

$$U_{IN} > 2{,}1\ V,$$

så kommer utspänningen U_{UT} hamnar mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}, som är satt till 10 V:

$$U_{UT} \approx 10\ V$$

- Samtidigt gäller att om inspänningen U_{IN} understiger tröskelspänningen U_T på ca 2,1 V:

$$U_{IN} < 2{,}1\ V,$$

så kommer utspänningen U_{UT} hamnar mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}, som är satt till -10 V:

$$U_{UT} \approx -10\ V$$

Komparatorn för dataomvandling:

- Komparatorer används i så kallade AD-omvandlare, vilket är en typ av dataomvandlade som används för att omvandla analoga signaler till digitala motsvarigheter, se figuren nedan.

- Detta genomförs genom att en given insignal U_{IN} ansluts till plusingången på ett flertal komparatorer och jämförs mot en referensspänning U_{REF} på minusingången, som då utgör varje komparators specifika tröskelspänning U_T.

$$U_{REF} = U_T$$

- Komparatorerna kan antas matas men en positiv matningsspänning V_{CC} på exempelvis 5 V, vilket i detta fall indikerar en hög utsignal från komparatorn till prioritetsavkodaren.

- Anslutningen där den negativa matningsspänningen V_{EE} vanligtvis ansluts kan i detta fall antas vara ansluten till jord, så komparatorernas utsignal U_{UT} i detta fall inte skall kunna understiga 0 V, vilket i detta fall indikerar låg utsignal från komparatorn till prioritetsavkodaren.

- Om insignalen U_{IN} är större än en given komparators referensspänning U_{REF}:

$$U_{IN} > U_{REF},$$

så hamnar denna komparators utsignal U_{UT} mycket nära kretsens matningsspänning V_{CC}, som ej är utritad i figuren nedan:

$$U_{IN} \approx V_{CC}$$

- Därmed blir insignalen från denna komparator till prioritetsavkodaren hög.

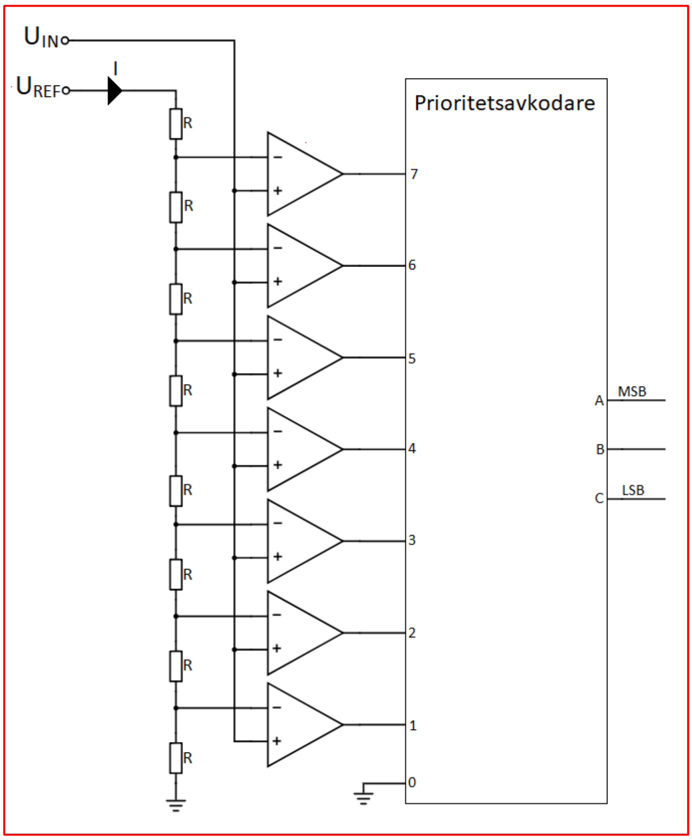
- Däremot om insignalen U_{IN} är mindre eller lika med en given komparators referensspänning U_{REF}:

$$U_{IN} \leq U_{REF}$$

så hamnar dess utsignal U_{UT} istället mycket nära 0 V:

$$U_{UT} \approx 0\ V,$$

vilket innebär att insignalen från denna komparator till prioritetsavkodaren blir låg.



3-bitars AD-omvandlare, där en given analog insignal U_{IN} omvandlas till en 3-bitars digital motsvarighet via utgångarna A – C.

3.2.8 – Konstruktion av AD-omvandlare (flashomvandlare) med komparatorer

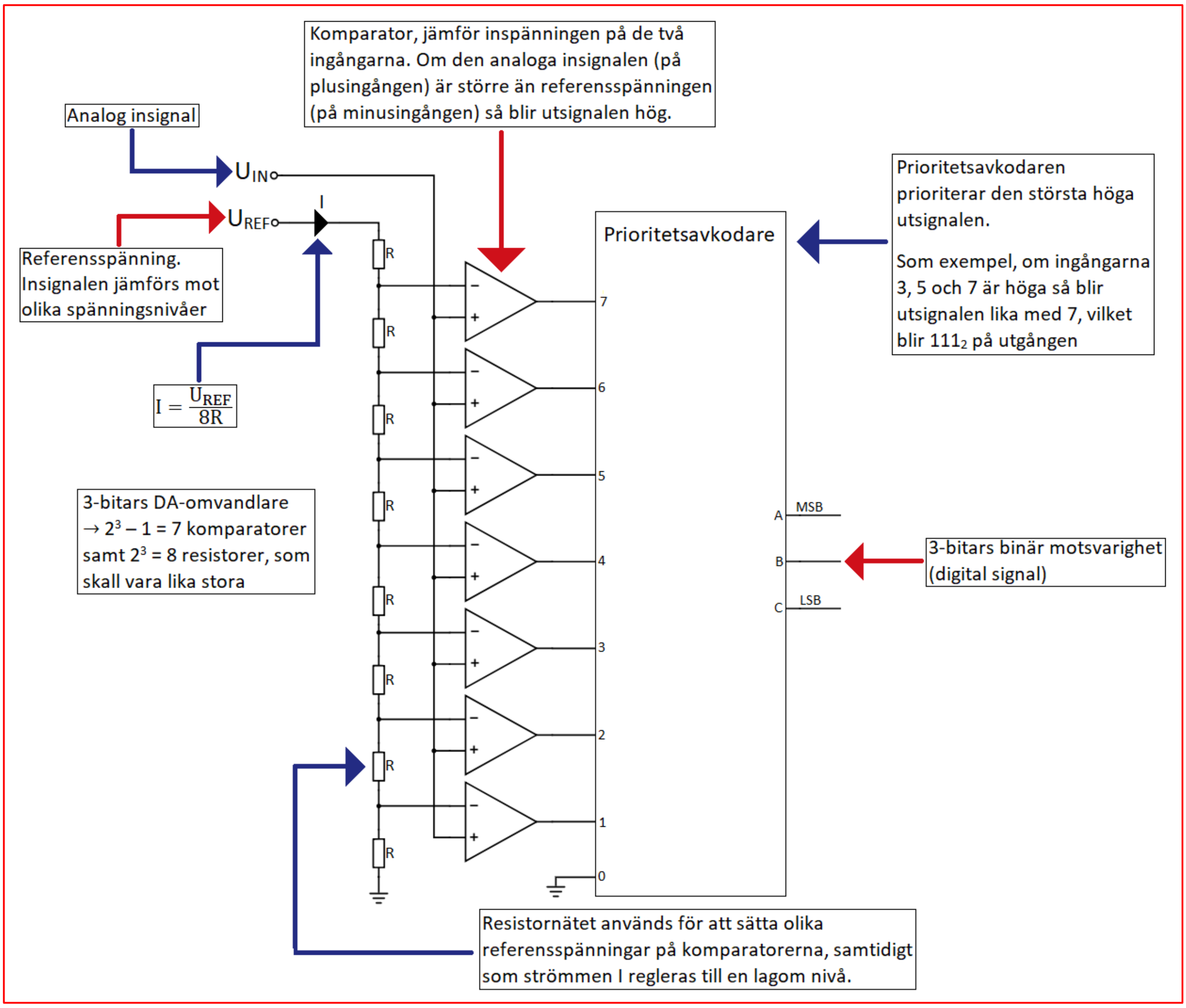
- AD-omvandlare (analog till digital omvandlare) är integrerade kretsar som omvandlar analoga signaler till motsvarande digitala signaler.

- Som exempel så kan signaler från en mikrofon AD-omvandlas till motsvarande digitalt värde för att kunna genomgå digital signalbehandling, exempelvis för att filtrera ut brus ur den analoga signalen eller för komprimering

- Som ett mer praktiskt exempel så kan en sinusformad växelspänning, som varierar mellan 0–5 V, omvandlas till digitala värden mellan 0–255 om omvandlingen sker med en 8-bitars omvandlare.

- Flashomvandlaren är en AD-omvandlare med mycket hög precision, som omvandlar analoga spänningar till en digital motsvarighet, som består av ett visst antal bitar.

- Figuren nedan visar en 3-bitars flashomvandlare, så den analoga signalen omvandlas till ett 3-bitars binärt tal mellan $000_2 - 111_2$, vilket motsvarar $0_{10} - 15_{10}$ i det decimala talsystemet.



- Den analoga insignalen jämförs med olika spänningsnivåer på de olika OP-förstärkarna, som används som komparatorer. Komparatorerna jämför den analoga signalen mot olika spänningsnivåer från spänningsdelaren.

- För en 3-bitars AD-omvandlare så behöver vi $2^3 - 1 = 7$ komparatorer, en för varje ingång på prioritetsavkodaren förutom den nedersta ingången, som kan kopplas direkt till jord, då denna alltid skall vara låg. Om den analoga insignalen är lika med 0 V så kommer därmed samtliga ingångar bli låga och utsignalen blir också låg.

- Komparatorerna är ordnade i en så kallad *ladder* (trappa). Den analoga signalen kommer in på varje komparators plusingång och jämförs sedan med spänningsvärdet på minusingången, som blir lägre ju längre ned i trappan man kommer.

- Om insignalen V_+ på plusingången är större än inspänningen V_- på minusingången så blir komparatorns utsignal U_{UT} hög, alltså ungefär lika med matningsspänningen V_{CC}, som vanligtvis ligger mellan 1–5 V. Komparatorns utsignal medför en hög insignal på en av prioritetsavkodarens ingångar, som används för att indikera en digital motsvarighet till den analoga insignalen.

- Däremot om insignalen V_+ på plusingången är mindre än inspänningen V_- på minusingången så blir komparatorns utsignal U_{UT} låg, alltså 0 V, vilket medför en låg insignal in på en av prioritetsavkodarens ingångar.

- Ju högre den analoga signalen är, desto fler av prioritetsavkodarens insignaler blir höga, men det är endast insignalen längst upp i trappan som prioriteras.

- Därefter så kommer prioritetsavkodaren endast bry sig om den största insignal som är hög och ignorerar resten, även om de är höga. Därefter så skapas ett 3-bitars digitalt värde utifrån den största insignalen.

- För att få fram olika spänningsnivåer på komparatorernas minusingångar så används en spänningsdelare samt ett flertal resistorer, se figuren till höger. Dessa resistorer skall vara lika stora.

- Värdet på R bestämmer vilken ström som flödar genom spänningsdelaren. Eftersom vi har åtta resistorer som är lika stora så kan ett lämpligt värde på R beräknas med formeln
$$R = \frac{U_{REF}}{8I},$$
där U_{REF} är referensspänningen och I är strömmen genom spänningsdelaren. Ett bra riktvärde på strömmen I är ca 1 mA.

- För en referensspänning på 5 V så kan resistor R sättas till 0,68 kΩ, så att strömmen I blir 1 mA:

$$R = \frac{U_{REF}}{8 * I} = \frac{5}{8 * 1m} = 0{,}625\ k\Omega$$

- Närmaste värde i E12-serien är 0,68 kΩ, som vi använder. Därmed blir strömmen något lägre än 1 mA (ca 0,92 mA), men detta går bra; 1 mA är ett bra riktvärde, men absolut precision behövs inte. Ett värde nära 1 mA går bra.

- OP-förstärkarna används som komparatorer, dvs. de jämför två signaler mot varandra. Den inkommande signalen jämförs mot olika spänningsnivåer via en komparator, där insignalen kommer in på komparatorns minusingång och referensvärdet på plusingången.

- Om insignalens spänning är större än referensspänningen på komparatorns plusingång så blir insignalen till prioritetsavkodaren hög, annars blir den låg. Ju större den analoga inspänningen är, desto fler av prioritetsavkodarens insignaler blir höga.

- Prioritetsavkodaren skapar det binära värdet som den analoga signalen översätts till. Prioritetsavkodaren bryr sig endast om den insignal som är störst, så om exempelvis insignal 1, 4 och 6 är höga och resten låga så kommer den endast bry sig om värdet 6. Därför blir utsignalen ur prioritetsavkodaren 6_{10}, vilket motsvarar det binära talet 110_2, därav namnet prioritetsavkodare.

Dimensionering av en 3-bitars flashomvandlare (ADC):

- Vi skall konstruera en 3-bitars flashomvandlare, vars referensspänning är 5 V.

$$U_{REF} = 5\ V$$

- Vi sätter strömmen I genom spänningsdelaren till ca 1 mA.

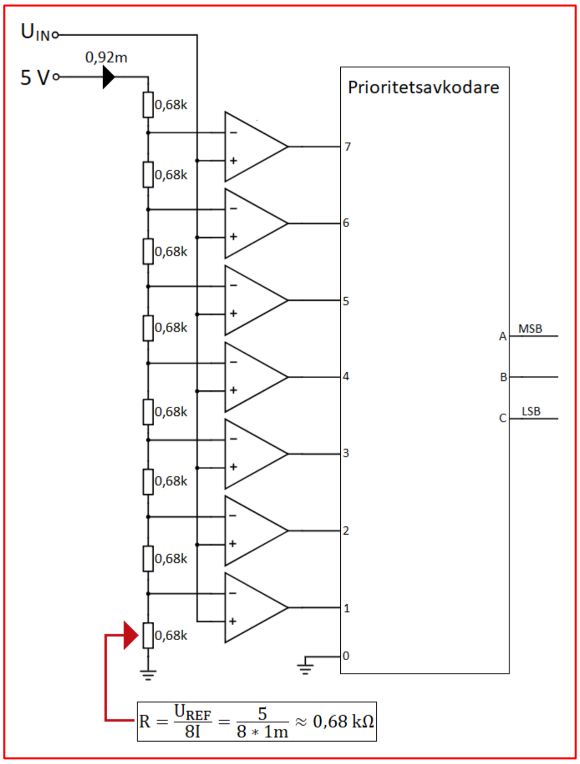
- Som vi såg tidigare så kan resistansen på varje resistor i spänningsdelaren sättas till 0,68 kΩ för att strömmen I skall hamnar nära 1 mA vid en referensspänning på 5 V, eftersom

$$R = \frac{U_{REF}}{8 * I} = \frac{5}{8 * 1m} = 0{,}625\ k\Omega$$

- Närmaste värde i E12-serien är 0,68 kΩ, som vi därmed använder:

$$R = 0{,}68\ k\Omega$$

- Därmed blir strömmen I som flödar genom spänningsdelaren något lägre än 1 mA (ca 0,92 mA), men denna skillnad är obetydlig.



3-bitars flashomvandlare.

Hur skall man gå tillväga för att konstruera en 8-bitars flashomvandlare (ADC)?

- För en 8-bitars flashomvandlare så krävs $2^8 - 1 = 255$ komparatorer samt $2^8 = 256$ resistorer. Eftersom denna konstruktion blir otroligt stor så ritas den inte ut här.

- Spänningsdelaren kommer alltså bestå utav 256 lika stora resistorer. Anta att vi använder referensspänningen 5 V och siktar på att strömmen genom spänningsdelaren ligger omkring 1 mA. Ett lämpligt värde på varje resistor är då

$$R = \frac{U_{REF}}{256 * I} = \frac{5}{256 * 1m} \approx 19{,}5\ \Omega$$

- Närmaste värde i E12-serien är 18 Ω:

$$R = 18\ \Omega$$

- Strömmen I som flödar genom spänningsdelaren blir då ca 1,1 mA, då

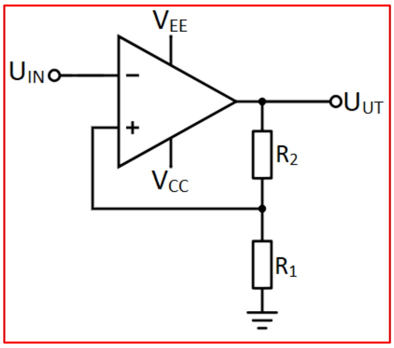
$$I = \frac{U_{REF}}{256 * R} = \frac{5}{256 * 18} \approx 1{,}1\ mA,$$

vilket bör vara tillräckligt nära 1 mA. Vi hade också kunnat använda det näst närmaste resistorvärdet i E12-serien, vilket är 22 Ω. Då hade strömmen genom spänningsdelaren blivit något lägre än 1 mA:

$$I = \frac{U_{REF}}{256 * R} = \frac{5}{256 * 22} \approx 0{,}9\ mA,$$

vilket också bör vara tillräckligt nära 1 mA. Det hade inte spelat någon större roll vilket resistorvärde vi använder i detta fall, men 22 Ω:s resistorer kan föredras, för att effektförbrukningen blir något lägre (eftersom strömmen I som flödar genom spänningsdelaren är lägre). Dock är denna skillnad mycket liten i praktiken.

3.2.9 – Schmitt-trigger



Schmitt-triggerkrets konstruerad med en OP-förstärkarkrets. Genom att använda positiv återkoppling, så blir OP-förstärkaren överstyrd vid spänningsskillnad på plus- och minusingången.

- Vi såg tidigare hur komparatorer kan konstrueras via OP-förstärkarkretsar, vars tröskelspänning U_T kunde sättas med ett resistornät eller enbart genom att ansluta en av OP-förstärkarens ingångar till jord.

- För komparatorer gäller dock att tröskelspänningen U_T alltid är samma för både positivt samt negativt omslag. I många applikationer är det önskvärt att kunna variera tröskelspänningen U_T för positivt samt negativt omslag. Sådana komparatorer kallas Schmitt-trigger eller Schmitt-triggerkrets.

- En Schmitt-triggerkrets kan enkelt konstrueras genom att modifiera en helt vanlig icke-inverterande OP-förstärkarkrets, så att positiv återkoppling används istället för negativ, vilket snabbt överstyr OP-förstärkaren och medför att kretsens funktion blir snarlik en komparator.

- Positiv återkoppling kan erhållas genom att ansluta insignalen U_{IN} till OP-förstärkarens minusingång och punkten mellan resistor R_1 och R_2 till plusingången.

- Vid negativ återkoppling, såsom i en icke-inverterande OP-förstärkarkrets, så förstärks differensen U_{IN} – K * U_{UT} mellan insignalen U_{IN} samt den återkopplade signalen K * U_{UT} med OP-förstärkarens open-loop-förstärkningsfaktor G_{OL}, vilket leder till en stabil utsignal U_{UT}:

$$U_{UT} = (U_{IN} - K * U_{UT}) * G_{OL},$$

  där återkopplingsfaktorn K är lika med

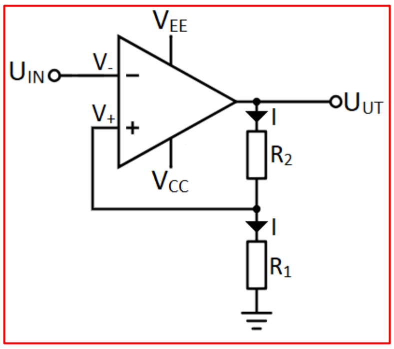
$$K = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

- Vid positiv återkoppling, såsom i en Schmitt-triggerkrets, så förstärks istället summan -U_{IN} + K * U_{UT} av insignalen U_{IN} samt den återkopplade signalen K * U_{UT}:

$$U_{UT} = (-U_{IN} + K * U_{UT}) * G_{OL},$$

  vilket medför att summan -U_{IN} + K * U_{UT} och därmed även utsignalen U_{UT} ökar kontinuerligt, vilket i sin tur leder till att OP-förstärkaren snabbt blir mättad.

- Därmed fungerar Schmitt-triggerkretsen på samma sätt som en komparator, med skillnaden att tröskelspänningen U_T för positivt samt negativt omslag är olika.



Schmitt-triggerkrets med strömmar och spänningar utritade.

- Eftersom insignalen U_{IN} är ansluten till OP-förstärkarens minusingång, så är potentialen V_- på minusingången lika med U_{IN}:

$$V_+ = U_{IN}$$

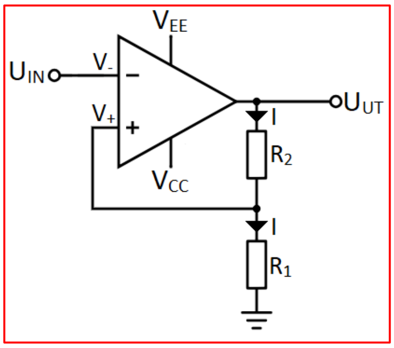
- Potentialen V_+ på OP-förstärkarens plusingång kan beräknas med spänningsdelning till

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} * U_{UT},$$

  där R_1 och R_2 är resistorerna i Schmitt-triggerkretsen och U_{UT} är utsignalen.

- Precis som för en komparator, så hamnar utspänningen U_{UT} vanligtvis mycket nära positiv eller negativ matningsspänning V_{CC} samt V_{EE}. Tröskelspänningen U_T vid positivt respektive negativt omslag utgörs då av potentialen V_+ på OP-förstärkarens plusingång:

$$U_T = V_+$$



Eftersom insignalen U_{IN} är ansluten till OP-förstärkarens minusingång, så sker omslag vid den tidpunkt då U_{IN}:s värde går från att över- till att understiga potentialen V_+ på plusingången eller tvärtom.

- Precis som för en komparator, så kan Schmitt-triggerkretsen tänkas jämföra vilken av spänningarna V_+ samt V_- på dess ingångar som är högst.

- Eftersom insignalen U_{IN} är ansluten till OP-förstärkarens minusingång, så gäller att om insignalen U_{IN} överstiger spänningen V_+ på plusingången:

$$U_{IN} > V_+.$$

  så blir OP-förstärkaren överstyrd och utsignalen U_{UT} hamnar mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- På samma sätt gäller att om insignalen U_{IN} understiger spänningen V_+ på plusingången:

$$U_{IN} < V_+.$$

  så hamnar utsignalen U_{UT} mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- Detta kan enkelt demonstreras genom analys av positivt samt negativt omslag.

1. Positivt omslag:

- Positivt omslag sker då utspänningen U_{UT} har varit negativ, alltså mycket nära negativ matningsspänning V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- Eftersom den negativa matningsspänningen V_{EE} understiger noll, så är U_{T-}, som är lika med potentialen V_+ på OP-förstärkarens plusingång, negativ:

$$U_{T+} = V_+ < 0$$

- Tröskelspänningen U_{T+} vid positivt omslag kan approximeras via spänningsdelning till

$$U_{T+} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{EE},$$

  där R_1 och R_2 är resistorerna i Schmitt-triggerkretsen och V_{EE} är den negativa matningsspänningen.

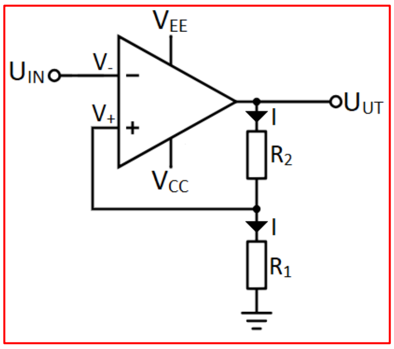
- Därmed gäller att positivt omslag sker då inspänningen U_{IN} understiger tröskelspänningen U_{T+}:

$$U_{IN} < U_{T+}.$$

  vilket medför att utsignalen U_{UT} hamnar mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

2. Negativt omslag:



Schmitt-triggerkrets med strömmar och spänningar utritade.

- Negativt omslag sker då utspänningen U_{UT} har varit positiv, alltså mycket nära positiv matningsspänning V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- Eftersom den positiva matningsspänningen V_{CC} överstiger noll, så är U_{T-}, som är lika med potentialen V_+ på OP-förstärkarens plusingång, positiv:

$$U_{T-} = V_+ > 0$$

- Tröskelspänningen U_{T-} vid negativt omslag kan approximeras via spänningsdelning till

$$U_{T-} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{CC},$$

där R_1 och R_2 är resistorerna i Schmitt-triggerkretsen och V_{CC} är den positiva matningsspänningen.

- Därmed gäller att negativt omslag sker då inspänningen U_{IN} överstiger tröskelspänningen U_{T-}:

$$U_{IN} > U_{T-}.$$

vilket medför att utsignalen U_{UT} hamnar mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}:

$$U_{UT} \approx V_{EE}$$

- Notera att tröskelspänningen U_{T+} samt U_{T-} vid positivt respektive negativt omslag är inverterade:

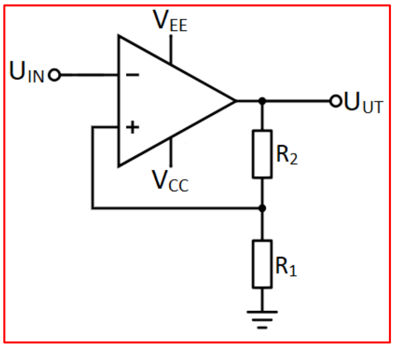
$$U_{T+} = -U_{T-},$$

då

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{EE} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{CC}$$

- Därmed används resistornätet för att sätta tröskelspänningen U_{T+} samt U_{T-} vid positivt respektive negativt omslag till önskat värde.

Konstruktion av en Schmitt-triggerkrets:



Schmitt-triggerkrets, som skall dimensioneras utefter en matningsspänning V_{CC}/V_{EE} på ± 15 V samt en tröskelspänning U_{T+}/U_{T-} på ± 5 V.

- Schmitt-triggerkretsen till höger skall dimensioneras utefter en matningsspänning V_{CC}/V_{EE} på ± 15 V, där tröskelspänningen U_T skall sättas till ca ± 5 V.

- Därmed måste resistorer R_1 och R_2 dimensioneras utefter specificerad tröskelspänning U_{T+}/U_{T-} samt matningsspänning V_{CC}/V_{EE}.

- Som en tumregel kan strömmen I som flödar genom resistornätet sättas till ca 1 mA vid drift, alltså du utsignalen U_{UT} uppnår positiv eller negativ matningsspänning V_{CC}/V_{EE}:

$$I = 1\,mA$$

- OP-förstärkarens inimpedans Z_{IN} på respektive ingång kan som vanligt antas vara så hög att inströmmarna kan försummas. Därmed kan vi anta att strömmen I flödar genom både resistor R_1 och R_2.

- I enlighet med Ohms lag kan då strömmen I som flödar genom resistornätet beräknas med formeln

$$I = \frac{U_{UT} - 0}{R_1 + R_2} = \frac{U_{UT}}{R_1 + R_2},$$

där U_{UT} är utspänningen och $R_1 + R_2$ är summan av resistorer R_1 samt R_2 i Schmitt-triggerkretsen.

- För enkelhets skull kan strömmen I beräknas då utsignalen U_{UT} är mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}:

$$U_{UT} \approx V_{CC}$$

- Då kan strömmen I som flödar genom resistornätet approximeras med Ohms lag till

$$I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2},$$

vilket kan transformeras till

$$R_1 + R_2 \approx \frac{V_{CC}}{I}$$

- Som exempel, anta att matningsspänningen V_{CC}/V_{EE} är satt till ± 15 V. Då gäller att summan $R_1 + R_2$ av resistorerna i Schmitt-triggerkretsen bör sättas till ca 15 kΩ, då

$$R_1 + R_2 \approx \frac{15}{1m} = 15\ k\Omega$$

- När strömmen I som flödar genom som flödar genom resistornätet är känd, så kan tröskelspänningen U_{T-} vid negativt omslag, som är lika med potentialen V_+ på OP-förstärkarens plusingång beräknas med Ohms lag:

$$U_{T-} = V_+ = R_1 I,$$

vilket kan transformeras till

$$R_1 = \frac{U_{T-}}{I}$$

- Antag att vi vill att tröskelspänningen U_T skall sättas till ca ± 5 V. Därmed gäller att tröskelspänningen U_{T-} vid negativt omslag skall sättas till 5 V:

$$U_{T-} = 5\ V$$

- Därmed bör resistor R_1 sättas till ca 5 kΩ, då

$$R_1 = \frac{5}{1m} = 5\ k\Omega$$

- Närmaste värde i E12-serien är 4,7 kΩ, som vi därmed använder:

$$R_1 = 4{,}7\ k\Omega$$

- Eftersom summan $R_1 + R_2$ av resistorerna i Schmitt-triggerkretsen bör sättas till ca 15 kΩ:

$$R_1 + R_2 \approx 15\ k\Omega,$$

som kan transformeras till

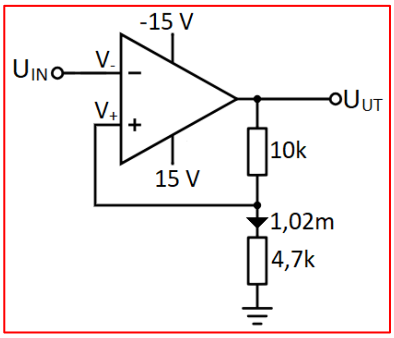
$$R_2 \approx 15k - R_1$$

så bör resistor R_2 sättas till ca 10,3 kΩ, då

$$R_2 \approx 15k - 4{,}7k = 10{,}3\ k\Omega$$

- Närmaste värde i E12-serien är 10 kΩ, som därmed används:

$$R_2 = 10\ k\Omega$$



Färdigdimensionerad Schmitt-triggerkrets, där tröskelspänningen U_{T+}/U_{T-} hamnar runt ± 4,8 V.

- Strömmen I som flödar genom resistorerna vid drift hamnar därmed runt 1,02 mA, då

$$I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{15}{4{,}7k + 10k} \approx 1{,}02\ mA$$

- Med de satte resistorvärdena så hamnar tröskelspänningen vid negativt omslag U_{T-} runt 4,8 V, då

$$U_{T-} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{CC} = \frac{4{,}7k}{4{,}7k + 10k} * 15 \approx 4{,}8\ V$$

- Därmed gäller att om inspänningen U_{IN} överstiger U_{T-} på 4,8 V:

$$U_{IN} > 4{,}8\ V,$$

så hamnar utsignalen U_{UT} mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}, som är -15 V:

$$U_{UT} \approx -15\ V$$

- Samtidigt gäller att tröskelspänningen vid positivt omslag U_{T+} hamnar runt -4,8 V, då

$$U_{T+} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{EE} = \frac{4{,}7k}{4{,}7k + 10k} * (-15) \approx -4{,}8\ V$$

- Därmed gäller att om inspänningen U_{IN} understiger U_{T+} på -4,8 V:

$$U_{IN} < -4{,}8\ V,$$

så hamnar utsignalen U_{UT} mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}, som är 15 V:

$$U_{UT} \approx 15\ V$$

Tumregler för konstruktion av en Schmitt-triggerkrets:

1. Sätt matningsspänningen V_{CC}/V_{EE} till specificerat värde. Som exempel, för en matningsspänning på ± 20 V, så gäller att

$$V_{CC} = 20\ V$$

samt

$$V_{EE} = -20\ V$$

2. Sätt tröskelspänningen U_T till specificerat värde, exempelvis ± 12 V, vilket medför att

$$U_{T+} = -12\ V$$

samt

$$U_{T-} = 12\ V$$

3. Sätt strömmen I som flödar genom resistorer R_1 och R_2 till ca 1 mA:

$$I \approx 1\ mA$$

4. Beräkna summan $R_1 + R_2$ av resistorerna utefter matningsspänningen V_{CC} samt strömmen I:

$$R_1 + R_2 \approx \frac{V_{CC}}{I}$$

- Som exempel, för en matningsspänning på ± 20 V, så bör summan $R_1 + R_2$ hamna omkring 20 kΩ, då

$$R_1 + R_2 \approx \frac{20}{1m} = 20\ k\Omega$$

5. Beräkna lämpligt värde på resistor R_1 utefter tröskelspänning U_{T-} vid negativt omslag samt strömmen I:

$$R_1 = \frac{U_-}{I}$$

- Som exempel, för en tröskelspänning U_{T-} på 12 V, så bör resistor R_1 sättas till 12 kΩ, då

$$R_1 = \frac{12}{1m} = 12\ k\Omega$$

6. Beräkna lämpligt värde på resistor R_2 utefter den tidigare beräknade summan $R_1 + R_2$ samt det tidigare fastställda värdet på resistor R_1:

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1$$

- Som exempel, för en summa $R_1 + R_2$ omkring 20 kΩ, där resistor R_1 tidigare sattes till 12 kΩ, så bör resistor R_2 sättas till ca 8 kΩ, då

$$R_2 \approx 20k - 12k = 8\ k\Omega,$$

där närmaste värdet i E12-serien är 8,2 kΩ, som därmed kan användas:

$$R_2 = 8{,}2\ k\Omega$$

- Strömmen I som flödar genom resistorerna vid drift hamnar därmed runt 0,99 mA, då

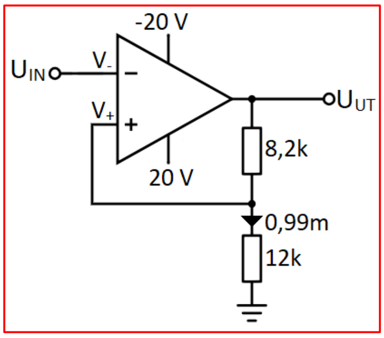
$$I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{20}{12k + 8{,}2k} \approx 0{,}99\ mA$$

- Samtidigt hamnar tröskelspänningen U_{T+}/U_{T-} runt ± 11,9 V, då

$$U_{T-} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{CC} = \frac{12k}{12k + 8{,}2k} * 20 \approx 11{,}9\ V$$

samt

$$U_{T+} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} * V_{EE} = \frac{12k}{12k + 8{,}2k} * (-20) \approx -11{,}9\ V$$



Färdigdimensionerad Schmitt-triggerkrets, där tröskelspänningen U_{T+}/U_{T-} hamnar runt ± 11,9 V.

- Därmed gäller att om inspänningen U_{IN} överstiger U_{T-} på 11,9 V:

$$U_{IN} > 11{,}9\ V,$$

så hamnar utsignalen U_{UT} mycket nära den negativa matningsspänningen V_{EE}, som är -20 V:

$$U_{UT} \approx -20\ V$$

- Samtidigt gäller att om inspänningen U_{IN} understiger U_{T+} på -11,9 V:

$$U_{IN} < -11{,}9\ V,$$

så hamnar utsignalen U_{UT} mycket nära den positiva matningsspänningen V_{CC}, som är 20 V:

$$U_{UT} \approx 20\ V$$