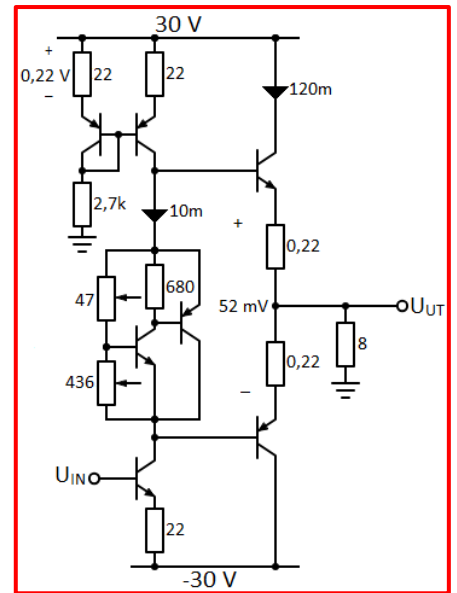
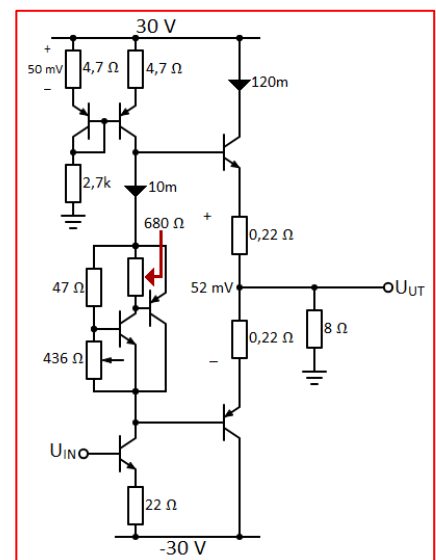


4.5 - Slutsteget

- För att en signal skall erhålla önskad effekt innan den når högtalaren så måste både spänningen och strömmen förstärkas. I analoga konstruktioner görs detta i tre steg:
 - På ingången finns en differentialförstärkare, som förstärker önskade signaler, t.ex. ljud, medan oönskade signaler, t.ex. brus, dämpades kraftigt.
 - Det andra steget består av en spänningsförstärkare (GE-steg för BJT, GS-steg för MOSFET), vars enda uppgift är att förstärka signalens spänning ytterligare.
 - Det tredje och sista steget, slutsteget är placerat på utgången av förstärkaren. Slutstegets funktion är att förstärka strömmen på signalerna innan de når högtalaren. Strömmen förstärks genom att slutsteget minskar förstärkarstegets utresistans.
- Slutsteg på BJT-baserade förstärkare kallas emitterföljare. Motsvarande MOSFET-baserade slutsteg heter sourceföljare. Notera att slutsteg inte är något annat än utvecklade spänningsföljare, där vi utnyttjar den låga utresistansen istället för den höga inresistansen. Men principerna för förstärkningsfaktor samt in- och utresistans är fortfarande samma. Dock så måste vi utveckla dessa spänningsföljare för att minska effektförluster samt öka strömförstärkningen. Detta beror främst på att i slutsteg så använder vi mycket högre strömmar, vilket leder till mycket högre förlusteffekter.
- När vi använde spänningsföljare tidigare så använde vi strömmar på ca 0,5 mA. I slutsteg så kommer vi istället använda strömmar som ligger på ca 120 mA utan insignal och upp till flera Ampere vid drift! Därmed så fungerar det inte så bra att använda t.ex. en vanlig emitterföljare som slutsteg; förlusteffekterna hade blivit väldigt höga (även om vi hade haft låg distorsion och mycket bra ljud).
- Vi har tidigare sett att emitter- och sourceföljare kan användas på ingången till andra förstärkarsteg för att öka inresistansen, men i slutsteg så är emitterföljare, vanligare, främst på grund av att de innehar lägre utresistans samt medför lägre distorsion (på grund av sin högre transkonduktans/förstärkning), vilket är fördelaktigt i ett slutsteg. Vi kommer enbart fokusera på variationer emitterföljaren i detta avsnitt.
- Kretsen ovan höger är ett enkelt klass-AB BJT-slutsteg, den vanligaste klassen på slutsteg. Notera att detta slutsteg i grund och botten inte är något annat än två sammankopplade emitterföljare. Genom att koppla samman emitterföljarna på detta sätt så ser vi till att minst en av emitterföljarna leder vid varje tillfälle, samtidigt som vi begränsas effektförluster genom att endast en av dem kommer leda även utan insignal. Därmed så hålls distorsionen i princip lika låg som för en enkel emitterföljare, bara att förlusteffekterna blir lägre.
- Precis som för spänningsföljarna förut så förstärker inte slutsteget insignalers spänning överhuvudtaget, till skillnad från de två andra stegen. Spänningen kommer istället minska något, men det är knappt märkbart och försummas därför. Men utan emitterföljaren så hade en insignal från t.ex. en mikrofon knappt låtit i högtalaren.
- Detta beror på att även om de andra stegen förstärker spänningen så har dessa steg hög utresistans, vilket minskar strömmen. För att förstärka en signal till en högtalare så måste effekten förstärkas, dvs. både spänningen och strömmen.
- Utan slutsteg så hade spänningen ökat, men strömmen minskat, vilka hade medfört att effekten knappt hade ökat, om den ens hade ökat.



Enkelt klass-AB slutsteg



Klass-AB trippel-slutsteg

Elektroteknik

- Det finns olika typer av slutsteg, oftast konstruerade med emitterföljare, vars egenskaper är mycket lika varandra med få undantag.
- Ett bra slutsteg bör ha:
 1. Låg utresistans.
 2. Förstärkningsfaktor nära ett.
 3. Hög inresistans.
 4. Låg distorsion.
 5. God temperaturstabilitet.

Efter att ha läst detta kapitel förväntas läsaren kunna:

- Konstruera välfungerande BJT-slutsteg för användning i audioförstärkare med effekter upp till ca 1000 W, bl.a. trippelt klass-AB slutsteg, och DBQ-slutsteg (trippelt klass-AB slutsteg med buffrar på ingången) samt CFP-EF-slutsteg (komplementär Darlingtondrivare, emitterföljare som slutsteg).
- Kunna applicera stabilitetskretsar för att eliminera risken för instabilitet vid höga frekvenser, t.ex. basresistorer, Zobel-kretsar och snubberkretsar, samt kunna applicera överströmsskydd samt överspänningsskydd i slutsteget.
- Känna till hur transistorerna i slutsteget skall placeras för att de skall hållas på samma temperatur samt kunna applicera kylfläns för att hålla temperaturen på en lagom nivå.
- Kunna konstruera välfungerande CMOS-slutsteg med återkoppling via felförstärkare för minskad utresistans samt distorsion.

Kapitlets upplägg

- Vi börjar med att gå igenom varför slutsteget är så viktigt, särskilt när vi har en lågohmig last, såsom en högtalare (vanligtvis $8\ \Omega$, men ibland ned till $2\text{--}4\ \Omega$).
- Därefter jämför vi emitterföljaren med sourceföljaren när det gäller att konstruera slutsteg. Vi går igenom några anledningar till att emitterföljare (BJT-slutsteg) är så mycket mer förekommande än FET-slutsteg.
- Kapitlet delas sen in i två delar, där den första delen behandlar konstruktion av BJT-slutsteg samt applicering av stabilitetskretsar och kylflänsar, medan den andra delen behandlar konstruktion av FET-slutsteg med återkoppling via felförstärkare för att minska utresistans samt distorsion.
- Del 1 börjar med att vi repeterar emitterföljarens parametrar, i form av förstärkningsfaktor, in- och utresistans. Vi har tidigare gått igenom detta i kapitel 4 – Spänningsföljaren.
- Därefter går vi igenom vanliga klasser på slutsteg (klass A, klass B samt klass AB) samt för- och nackdelar med dessa.
- Sedan så går vi igenom hur man går tillväga för att konstruera enkla klass-AB slutsteg, för att sedan utveckla dessa till trippla klass-AB slutsteg (3-EF, dvs. trippel emitterföljare) för ökad strömförstärkning. Vi diskuterar även hur man kan applicera stabilitetskretsar för att förebygga instabilitet vid höga frekvenser.
- Del 1 avslutas med att vi går igenom hur transistorer bör placeras, både allmänt och i förhållande till varandra, för att hålla dem vid samma temperatur, samt användning av kylfläns för att hålla transistorerna vid lagom temperatur.
- Del 2 börjar med att vi repeterar sourceföljarens parametrar, i form av förstärkningsfaktor, in- och utresistans.
- Därefter så går vi igenom några för- och nackdelar med FET-slutsteg. Vi kommer gå igenom några huvudsakliga skäl till att ett välkonstruerat FET-slutsteg kan vara att föredra framför BJT-slutsteg, särskilt i högeffektapplikationer. Vi kommer också diskutera hur man går tillväga för att kompensera för FET-transistorns nackdelar.
- Vi börjar sedan konstruera enkla klass-AB slutsteg med FET-transistorer, dvs. utan felkorrigering.
- Slutligen så går vi igenom hur man kan använda återkoppling via felförstärkare i FET-slutsteget för minskad utresistans samt distorsion.

Varför är slutsteget så viktigt i förstärkarsteg?

- Vi har sett tidigare att om vi hade drivit en högtalare via ett föregående förstärkarsteg med hög utresistans så hade förmodligen nästan inget ljud kommit ur högtalaren.
- Detta beror i så fall på att högtalarens resistans är mycket lägre än det föregående stegets utresistans. Då kommer utsignalen hamna nära noll, vilket kan beskrivas med formeln

$$U_{UT} = \frac{R_{SP}}{R_{SP} + R_{UT}} * U_{IN},$$

där R_{SP} är högtalarens resistans, R_{UT} är förstärkarstegets utresistans och U_{IN} högtalarens insignal, dvs. utsignalen ur förstärkarsteget.

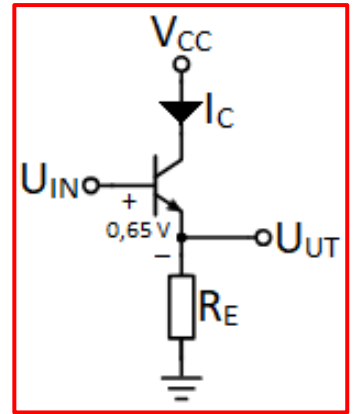
- Låt oss anta att högtalarens resistans är lika med 8Ω , vilket är normalt, förstärkarstegets utresistans är lika med $100 \text{ k}\Omega$ och effektivvärdet på förstärkarstegets utsignal är 10 V . Då blir utsignalen lika med:

$$U_{UT} = \frac{8}{8 + 100k} * 10 \approx 0,08 \text{ mV}$$

- Utsignalen blir alltså extremt låg, mindre än $0,01 \%$ av signalen ur förstärkarsteget! För att höja utsignalen så placeras ett slutsteg mellan förstärkarsteget och högtalaren.
- Slutsteget, som ofta kallas buffer, minskar kraftig utresistansen ur förstärkarsteget innan det når högtalaren, vilket medför att ljudet ökar.

Emitterföljaren kontra sourceföljaren som slutsteg

- Vi såg i kapitel 4 – Spänningsföljaren hur emitterföljaren fungerar, hur man kan använda dess småsignalmodell för att beräkna förstärkningsfaktorn samt in- och utresistans. I det kapitlet så gick vi dock igenom hur emitterföljaren kan användas för att öka inresistansen på förstärkarsteg, inte hur man emitterföljaren kan användas som slutsteg för att minska utresistansen.
- Vi såg också att FET-transistorns motsvarighet till emitterföljaren, sourceföljaren, har en stor fördel gentemot BJT-transistorn när det gäller att öka inresistansen på förstärkarsteg, nämligen att dess inresistans är nästintill oändlig. När det gäller slutsteg så har dock emitterföljaren en klar fördel, nämligen att dess utresistans är mycket lägre, vanligtvis ca tio gånger lägre! "
- Dessutom så innebär generellt sett BJT-slutsteg i princip alltid lägre distorsion i slutsteget. Notera att slutsteget vanligtvis är där i en audioförstärkare som mest distorsion uppkommer. Därmed så används främst olika typer av emitterföljare som slutsteg.
- Det går dock att konstruera FET-slutsteg (sourceföljare); särskilt med felkorrigering så kan distorsionen förminskas till nivåer som är nära välkonstruerade BJT-slutsteg. En anledning till att använda FET-slutsteg är att FET-transistorer är robustare, man behöver inte oroa sig lika mycket för termisk instabilitet eller oscillationer som uppstår vid höga frekvenser, såsom man behöver kompensera för när BJT-slutsteg konstrueras.
- Dock så är generellt sett mycket mer komplext att konstruera ett välkonstruerat FET-slutsteg med felkorrigering än att konstruera ett välfungerande BJT-slutsteg med kompensation för instabilitet.



Klass-A, slutsteg, som inte är något annat än en helt vanlig emitterföljare, som kan fungera väl för att öka inresistansen på andra förstärkarsteg, men inte är så lämplig just som slutsteg, då verkningsgraden blir mycket låg.

Repetition av emitterföljarens parametrar

- Tidigare när vi gick igenom emitterföljare i kapitel 4 – Emitterföljaren så härledde vi följande uttryck:

Emitterföljarens förstärkningsfaktor

- Emitterföljarens förstärkningsfaktor kan beräknas med formeln

$$G \approx \frac{R_E}{r_e + R_E},$$

där R_E är emitterresistorns resistans och r_e är transistorens inbyggda emitterresistans, som kan beräknas med formeln

$$r_e = \frac{25}{I_{C(mA)}}$$

- Som exempel, en kollektorström på 1 mA hade medfört att r_e blivit 25 Ω .
- Vi vill att emitterföljarens förstärkningsfaktor är så nära ett som möjligt. Eftersom emitterresistorns resistans R_E vanligtvis är mycket större än de inbyggda emitterresistansen så blir förstärkningsfaktorn ungefär lika med ett, eftersom

$$G \approx \frac{R_E}{r_e + R_E} \approx \frac{R_E}{R_E} = 1$$

Emitterföljarens inresistans

- Precis som för inresistansen på GE-steget så är emitterföljarens inresistans lika med summan av resistanserna i emittern multiplicerat med transistorens förstärkningsfaktor h_{FE} :

$$R_{IN} \approx (r_e + R_E)h_{FE},$$

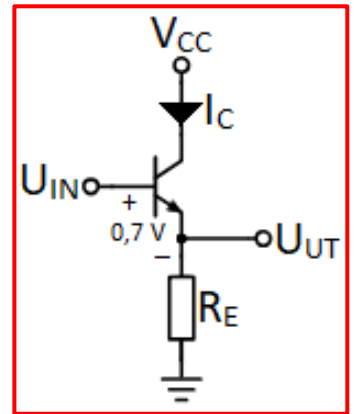
där r_e är transistorens inbyggda emitterresistans, R_E är emitterresistorns resistans och h_{FE} är transistorens strömförstärkningsfaktor.

Emitterföljarens utresistans

- Emitterföljarens utresistans är ungefär lika med den inbyggda emitterresistansen r_e :

$$R_{UT} \approx r_e$$

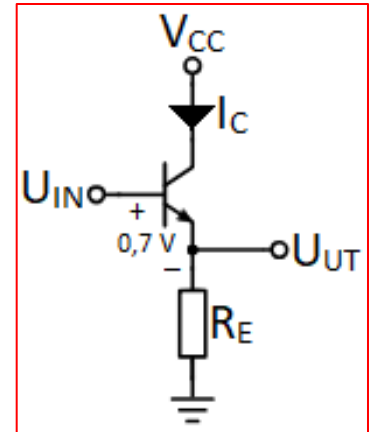
- Därmed så är utresistansen mycket låg, vilket medför hög utström.



Vanliga klasser på slutsteg

Klass-A slutsteg

- De slutsteg vi har sett hittills är s.k. klass-A slutsteg. Sådana slutsteg leder under 100 % av insignalernas period. Detta medför bästa möjliga ljud, med det innebär också en väldigt stor nackdel: mycket förlusteffekt. Förstärkare uppbyggda med klass-A slutsteg kallas klass-A förstärkare.
- I ett slutsteg så krävs ofta mycket hög kollektorström (utström), exempelvis 100 mA eller mer. Som synes i figuren till höger så medför spänningsdelaren bestående av resistorerna R_1 och R_2 att transistorn alltid kommer vara på. Detta medför att utströmmen kommer flöda även utan insignal.
- Eftersom denna relativt höga ström inte används till att driva en eventuell last så kommer denna effekt gå till spillo. Istället kommer mycket värme att utvecklas i transistorn, vilket medför att en kylfläns av något slag blir nödvändig.



Klass-A slutsteg

- Anledningen till att så mycket effekt går till spillo är alltså att den höga kollektorströmmen flödar även utan insignal på ingången. För en OP-förstärkare som skall kunna leverera 50 W till en last på 8 Ω , dvs. en vanlig högtalare, så krävs en peakström (maximal ström) på 2,5 A, eftersom

$$P_{MAX} = R * I_{MAX}^2 \rightarrow I_{MAX} = \sqrt{\frac{P_{MAX}}{R}} = \sqrt{\frac{50}{8}} = 2,5 \text{ A}$$

- För att driva ett klass-A slutsteg så krävs att halva peakströmmen i vilopunkten, dvs. utan signalen. Antag att vi använder en matningsspänning på ± 20 V. Effektförbrukningen $P_{Klass-A}$ blir då lika med hela 100 W, eftersom

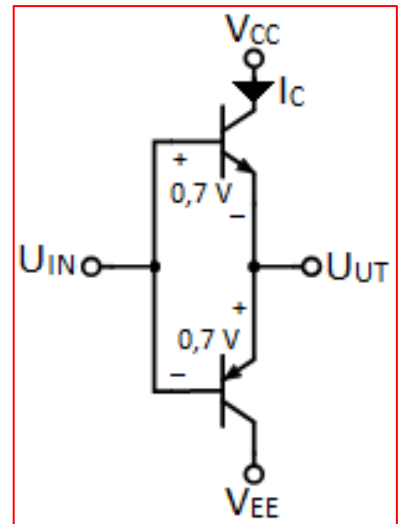
$$P_{klass-A} = (V_{CC} - V_{EE}) * I_{UT} = (20 - (-20)) * 2,5 = 40 * 2,5 = 100 \text{ W}$$

- Detta medför att klass-A slutsteget har en verkningsgrad mellan 15–35 %, vilket betyder att 65–85 % av den totala effekten omvandlas till värme, vilket gör att användning av en kylfläns eller en fläkt blir nödvändig.
- Klass-A förstärkare är populärt bland folk som vill ha bästa ljud till varje pris eller för applikationer där effektförluster inte spelar någon stor roll. De stora effektförlusterna medför dock att de flesta förstärkare inte är konstruerade med klass-A slutsteg.

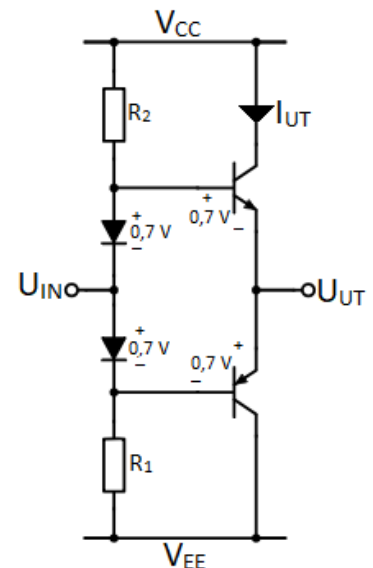
*Utan insignal, dvs. samma läge som när vi beräknade emitterföljaren tidigare.

Klass-B slutsteg

- För att minska effektförlusterna i förstärkarsteg så utvecklades den s.k. klass-B förstärkaren, vars slutsteg innehåller två transistorer med motsatt polaritet, dvs. en NPN-transistor och en PNP-transistor, se figuren till höger. Därmed så flödar ingen kollektorström (utström) utan insignal på ingången, vilket sparar effekt.
- NPN-transistorn (den övre) leder när spänningen överstiger eller är lika med 0,7 V, medan PNP-transistorn (den nedre) leder när spänningen understiger eller är lika med -0,7 V. Detta medför att endast hälften av hela förstärkarsteget leder under ett givet ögonblick, vilket minskar effektförlusterna.
- Verkningsgraden på en klass-B förstärkare ligger runt ca 70 %, dvs. förlusteffekterna utgör endast ca 30 % av den totala effekten. Detta är avsevärt bättre än verkningsgraden på ett klass-A förstärkare (15–35 %).
- Nackdelen med klass-B slutsteget är dock att när insignalen ligger mellan -0,7 V – 0,7 V så leder ingen av transistorerna. Eftersom insignalerna är växelströmmar så kommer hela tiden en viss del av signalen förloras i övergången när den ena transistoren slutar leda och den andra börjar leda. Detta medför distorsion av signalen och försämrar ljudkvaliteten på högtalare.
- Låt oss anta att vi har en sinusformad insignal. I varje ögonblick som insignalen är lika med 0 V så kommer NPN-transistorn (den övre) att spärra, eftersom spänningen understiger 0,7 V. Samtidigt så kommer PNP-transistorn (den nedre) att spärra, eftersom inspänningen överstiger -0,7 V. Därmed så leder ingen av transistorerna, även om vi har en insignal på ingången, vilket medför distorsion och försämrat ljud.
- I vardagligt tal kallas detta fenomen övergångsdistorsion, dvs. distorsion, dvs. distorsion som uppkommer i övergången från att den ena transistoren slutar leda till att den andra börjar leda. Övergångsdistorsion ledde till att förstärkare med klass-B slutsteg aldrig fick något riktigt genomslag.

*Klass-B slutsteg***Klass-AB slutsteg**

- För att lösa problemet med klass-B förstärkarens övergångsdistorsion så modifieras klass-B slutsteget. Två dioder tillförs, för att se till att en av transistorerna alltid leder.
- Genom att dioderna kopplas i framriktningen med matningsspänningen så är alltid någon av transistorerna ledande när en insignal uppträder på ingången.
- Diodernas ledspänningsfall (0,7 V) utnyttjas för att se till att en av transistorerna alltid är ledande. Detta leder dock till att utströmmen alltid flödar, även utan insignal på ingången. Därmed har klass-AB slutsteget något lägre verkningsgrad än klass-B slutsteget.
- Klass-AB har dubbelt så hög verkningsgrad som ett klass-A slutsteg, dvs. ca 50–70 % istället för 25–50 %.
- Som vi såg tidigare så används endast en transistor på utgången i klass-A slutsteg. Denna transistor kommer då leda hela tiden, även utan insignal. Eftersom utströmmen oftast är hög, t.ex. 100 mA, så medför detta stora förlusteffekter, eftersom denna utström inte används till att driva något.
- Med klass-AB slutsteget så kommer summan av förlusteffekterna de två transistorerna vara lika hög som i klass-A slutsteget, men eftersom bara en av transistorerna leder vid (nästan) varje tillfälle så blir förlusteffekterna halverade, vilket medför att verkningsgraden fördubblas.

*Enkelt klass-AB slutsteg*

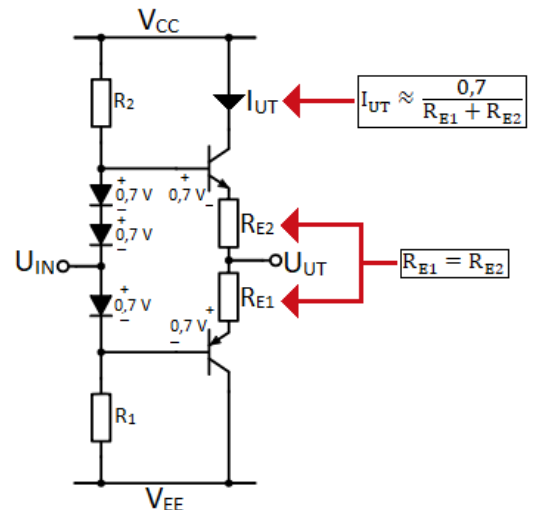
- Notera att två resistorer, R_1 och R_2 , kopplas mellan matningsspänningen V_{CC} och V_{EE} . Dessa resistorer används för att se till att dioderna alltid är i ett ledande tillstånd när matningsspänningen är på, samtidigt som de förser transistorerna på utgången med basström.
- Dessa resistorer bör vara lika stora och för att bestämma ett lämpligt värde så får man testa sig fram efter ett värde som är lämpligt, t.ex. med simuleringar. Ett bra startvärde är 1 k Ω per resistor, vilket sedan kan justeras för att uppnå önskad utström i vilopunkten.
- Ha i åtanke att ju högre värde dessa resistorer har, desto lägre blir utströmmen. Ett bra riktmärke är att utströmmen i vilopunkten, dvs. utan insignal, skall ligga runt 100 mA på en bra effektförstärkare. Om utströmmen är lägre än så (i vilopunkten) så bör resistorvärdena minskas. Därmed så kanske man behöver sänka dessa resistorers värden, vilken medför att slutstegets inresistans minskar, vilket inte önskvärt.
- I praktiken hade vi kunnat sätta dioderna i föregående steg, som vanligtvis är en spänningsförstärkare. Då hade vi sluppit använda resistorerna R_1 och R_2 , eftersom strömmen genom spänningsförstärkaren hade flödat genom dioderna. I detta exempel så har vi dock inte något föregående steg utritad, så därför placeras dioderna separat mellan föregående steg och slutsteget.
- Klass-AB slutsteget tar det bästa från klass-A slutsteget (leder 100 % av insignalens period, bäst ljud) och det bästa från klass-B slutsteget (endast halva förstärkarsteget leder under ett visst ögonblick).
- Klass-AB förstärkare, dvs. förstärkare med Klass-AB slutsteg är därför den vanligaste förstärkarklassen på marknaden. Verkningsgraden på klass-AB förstärkarsteg ligger vanligtvis mellan 50–70 %.
- Låt oss gå tillbaka till exemplet med klass-B förstärkaren ovan, dvs. till ett av de ögonblick den sinusformade insignalen är lika med 0:
- Den övre dioden ser till att spänningsfallet mellan NPN-transistorns bas och emitter då är lika med 0,7 V, vilket medför att den leder. Samtidigt så medför den nedre dioden att spänningsfallet mellan PNP-transistorns bas och emitter leder. I just detta ögonblick så är vi mitt i en övergång från att den ena slutar leda och den andra börjar leda.
- Just övergången kan medföra att mycket liten förvrängning av signalen, som knappt är märkbar. Detta gör dock att de som vill ha bästa ljud till varje pris använder klass-A förstärkare istället, trots att klass-AB förstärkaren i övrigt är bättre på alla sätt.
- När inspänningen t.ex. når 0,1 V så medför den övre dioden att spänningsfallet mellan NPN-transistorns bas och emitter är lika med 0,8 V och därmed leder ström, medan spänningsfallet mellan PNP-transistorns bas och emitter är lika med -0,6 V, dvs. den spärrar.

Förbättrat klass-AB slutsteg för temperaturstabilitet

För temperaturstabilitet så bör en tredje diod användas tillsammans med två emitterresistorer vid utgången, se R_{E1} och R_{E2} i figuren till höger. Den tredje dioden medför att emitterspänningen, dvs. spänningsfallet över de två emitterresistorerna blir ca 0,7 V vid rumstemperatur. När transistorernas temperatur ökar så minskar transistorernas bas-emitterspänning med ca 2,1 mV/°C.

Genom att placera två resistorer på utgången så kommer denna ström inte öka så hastigt, vilket gör steget mycket stabilare.

Resistorerna bör inte vara stora, de bör sättas så att kollektorströmmen i vilopunkten blir ca 100 mA (dock kommer denna variera något mellan de olika transistorerna). Med tanke på att spänningsfallet över de två resistorerna kommer vara ca 0,7 V vid drift så är ett lämpligt värde ca 3,5 Ω på varje resistor.



Förbättrat klass-AB slutsteg för temperaturstabilitet

Vi beräknar de två resistorerna med Ohms lag och använder spänningsfallet samt kollektorströmmen (utströmmen). Som vanligt gäller att resistansen är lika med spänningsfallet över de två resistorerna dividerat med strömmen som flödar genom dem:

$$R_{E1} + R_{E2} \approx \frac{0,7}{100m} = 7 \Omega$$

$$R_{E1} = R_{E2}$$

$$\rightarrow 2R_{E1} = 7 \Omega \rightarrow R_{E1} = \frac{7}{2} = 3,5 \Omega$$

Närmaste resistorvärde i E12-serien är 3,3 Ω . Därav placeras två stycken resistorer på 3,3 Ω på utgången.

$$R_{E1} = R_{E2} = 3,3 \Omega$$

Notera att ibland så kommer spänningsfallet över de två resistorerna vara något lägre än 0,7 V på grund av flera faktorer. Om utströmmen utan insignal då blir något lägre än 100 mA så kan man testa att minska emitterresistorerna till 2,7 Ω per resistor istället.

$$\text{Tumregel för startvärde: } R_{E1} = R_{E2} = 3,3 \Omega$$

Utan några externa resistorer mellan transistorernas emitterar så kommer även små spänningsskillnader medföra stora ökningar i strömstyrkan.

Det kan liknas vid en krets utan någon resistor i. Om ingen spänningskälla är ansluten så händer inget, men om en spänningskälla ansluts så kan strömmen bli enormt stor och kortslutning kan ske, även om denna spänningskälla matar kretsar med väldigt liten spänning, t.ex. 0,1 V.

Ju större spänningsfall som finns över resistorerna, desto mindre kommer en viss ökning av laddningsskillnaden mellan transistorerna påverka.

Som exempel, om spänningsfallet över resistorerna hade varit 0,5 V och laddningsskillnaden mellan transistorerna ökade med 0,01 V så hade detta endast varit en ökning på 2 %, men om spänningsfallet över resistorerna istället var 0,01 V så skulle det istället innebära en ökning på 50 %, vilket betyder att strömmen hade ökat kraftigt.

Se figuren till höger. Kollektorströmmen sätts till ett visst värde med de två emitterresistorerna, förutsatt att resistor R_1 och R_2 har dimensionerats korrekt. Om vi hade satt de två emitterresistorerna till $3,3 \Omega$ som i exemplet ovan så hade kollektorströmmen vid rumstemperatur blivit ca 106 mA, eftersom

$$I_C \approx \frac{0,7}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{0,7}{3,3 + 3,3} \approx 106 \text{ mA}$$

Vid ökad temperatur så kommer bas-emitterspänningen på transistorerna minska något, vilket medför att spänningsfallet över de två emitterresistorerna ökar något, vilket i sin tur medför att kollektorströmmen ökar något.

Antag att temperaturen ökar 20 grader. Eftersom bas-emitterspänningen på transistorerna minskar med ca $2,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ så medför de en minskning på $2,1 \text{ mV} * 20 = 42 \text{ mV}$ per transistor. Det nya spänningsfallet blir då:

$$U_{BE} = 0,7 - 0,042 = 0,658 \text{ V}$$

Detta medför att spänningsfallet över resistorerna ökar till 0,742 V, eftersom

$$U_{E2} = 0,7 + 0,7 - 0,658 = 0,742 \text{ V}$$

Då hade kollektorströmmen ökat till ca 112 mA, eftersom

$$I_{C2} = \frac{U_E}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{0,742}{3,3 + 3,3} \approx 112 \text{ mA}$$

Med emitterresistorerna blev det alltså en väldigt blygsam ökning av kollektorströmmen och denna lilla ökning skedde mycket gradvis med ökad temperatur.

Utan emitterresistorerna hade det istället blivit en väldigt stor ökning av kollektorströmmen och under väldigt kort tid. Utan emitterresistorerna så skulle endast den lilla och mycket instabila emitterresistansen r_e begränsa strömmen.

Egenskaper på klass-AB slutsteget med emitterresistorer

Se appendix B & D i slutet av detta kapitel för detaljerad information om förstärkningsfaktor respektive utresistans på klass AB-slutsteget med emitterresistorer.

Förstärkningsfaktor

Se appendix B för detaljer.

$$G = \frac{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}} = 1$$

$$\rightarrow G = 1$$

Strömförstärkning

1. Transistor Q2:

$$G_{ström2} = h_{FE2} + 1$$

2. Transistor Q1:

$$G_{ström1} = h_{FE1} + 1$$

Vi kan anta att h_{FE} för en given transistor alltid är minst 50, så strömförstärkningen bör överstiga 50 per transistor.

Inresistans i lastat tillstånd

Eftersom endast en av transistorerna leder hela tiden och den andra spärrar så kan uttryck härledas för dem var för sig. Antag att vi har en last med resistansen R_L .

Vi kan härleda följande uttryck om vi antar att Q2 leder och Q1 spärrar:

$$R_{IN2} \approx r_{e2} * h_{FE2} + R_{E2} * h_{FE2} + R_L * h_{FE2}$$

$$= h_{FE2}(r_{e2} + R_{E2} + R_L)$$

Inresistansen på transistor Q2 kan alltså approximeras till:

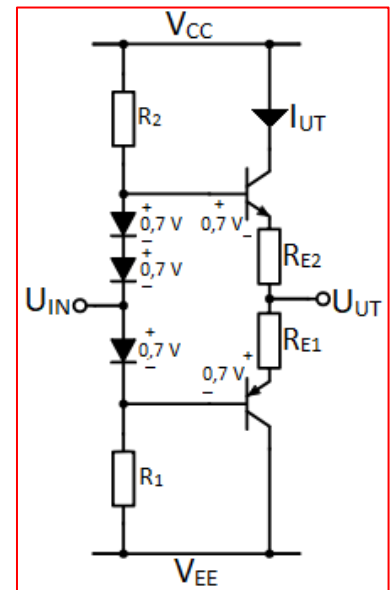
$$\rightarrow R_{IN2} \approx (R_{E2} + R_L) * h_{FE2}$$

På samma sätt kan inresistansen på transistor Q1 approximeras till:

$$\rightarrow R_{IN1} \approx (R_{E1} + R_L) * h_{FE1}$$

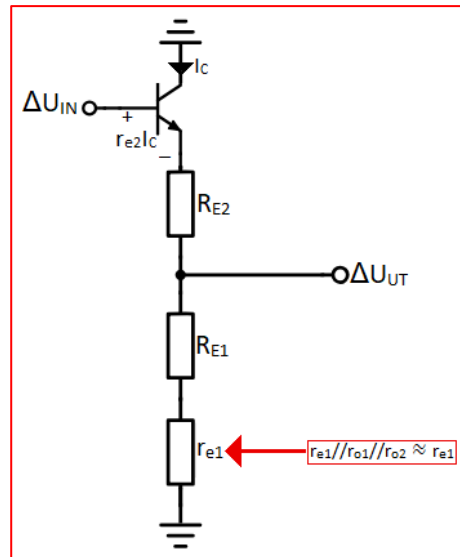
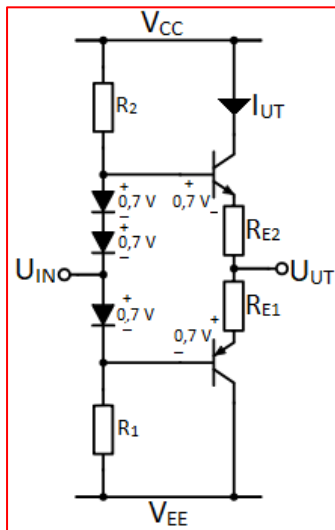
Utresistans

$$R_{UT} \approx R_{e1} // R_{e2} \approx 1,8 \Omega$$



Beräkning av förstärkningsfaktorn på Klass-AB slutsteg med emitterresistorer på utgången

Vi gör samma beräkningar som tidigare, men måste addera spänningsfallet över emitterresistorerna i våra uttryck.



Vi antar först att NPN-transistorn (den övre) leder och PNP-transistorn (den nedre) spärrar. Vi kortsluter V_{CC} och V_{EE} samt basen till PNP-transistorn, som då blir diodkopplad, eftersom basen och kollektorn har samma potential (jord).

Denna transistor kan därför ersättas med en resistor vars resistans är lika med $r_{e2}/r_{o2} \approx r_{e2}$. Vi ritar sedan ut småsignalschemat ovan (den högra figuren) och härleder ett uttryck för förstärkningsfaktorn:

$$\Delta U_{IN} - r_{e2}I_C - R_{E2} * I_C - R_{E1} * I_C - r_{e1}I_C = 0$$

$$\rightarrow \Delta U_{IN} = R_{E1} * I_C + R_{E2} * I_C + r_{e1}I_C + r_{e2}I_C$$

$$\rightarrow \Delta U_{IN} = I_C(R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2})$$

$$\Delta U_{UT} - R_{E1} * I_C - r_{e1}I_C = 0 \rightarrow \Delta U_{UT} = R_{E1} * I_C + r_{e1}I_C$$

$$\rightarrow \Delta U_{UT} = I_C(R_{E1} + r_{e1})$$

$$G_1 = \frac{\Delta U_{UT}}{\Delta U_{IN}} = \frac{I_C(R_{E1} + r_{e1})}{I_C(R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2})} = \frac{R_{E1} + r_{e1}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}$$

Vi beräknar sedan förstärkningsfaktorn när PNP-transistorn leder och NPN-transistorn spärrar.

Vi kortsluter V_{CC} och V_{EE} samt basen till NPN-transistorn, som då blir diodkopplad, eftersom basen och kollektorn har samma potential (jord).

NPN-transistorn kan därför ersättas med en resistor vars resistans är lika med $\frac{1}{g_{m1}} // r_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$.

Vi ritar sedan ut småsignalschemat till höger och härleder ett uttryck för förstärkningsfaktorn:

$$\Delta U_{IN} + r_{e1}I_C + R_{E1} * I_C + R_{E2} * I_C + r_{e2}I_C = 0$$

$$\rightarrow \Delta U_{IN} = -R_{E1} * I_C - R_{E2} * I_C - r_{e1}I_C - r_{e2}I_C$$

$$\rightarrow \Delta U_{IN} = -I_C(R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2})$$

$$\Delta U_{UT} + R_{E2} * I_C + r_{e2}I_C = 0 \rightarrow \Delta U_{UT} = -R_{E2} * I_C - r_{e2}I_C = -I_C(R_{E2} + r_{e2})$$

$$G_2 = \frac{\Delta U_{UT}}{\Delta U_{IN}} = \frac{-I_C(R_{E2} + r_{e2})}{-I_C(R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2})} = \frac{R_{E2} + r_{e2}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}$$

Som nämndes tidigare så kommer de inbyggda emitterresistanserna r_{e1} och r_{e2} variera varje given period där de båda transistorerna får turas om att leda och vara strypta, eftersom de två transistorernas kollektorströmmar I_{C1} och I_{C2} kommer variera stort. Detta medför att förstärkningsfaktorerna kommer variera mellan varje period.

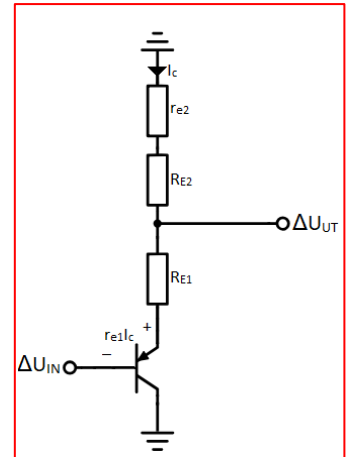
$$r_{e1} = \frac{25}{I_{C1(mA)}} \rightarrow \text{förändrad } I_{C1} \rightarrow \text{förändrad } r_{e1} \rightarrow \text{förändrad } G_1$$

$$r_{e2} = \frac{25}{I_{C2(mA)}} \rightarrow \text{förändrad } I_{C2} \rightarrow \text{förändrad } r_{e2} \rightarrow \text{förändrad } G_2$$

Förstärkningsfaktorerna är därmed mycket olinjära, vilket ger upphov till distorsion, se avsnittet "Olinjariteter i praktiken och betydelsen av feedback" nedan.

Den totala förstärkningsfaktorn blir dock alltid lika med 1, eftersom

$$G = G_1 + G_2 = \frac{R_{E1} + r_{e1}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}} + \frac{R_{E2} + r_{e2}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}} = \frac{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}} = 1$$



Beräkning av inresistansen på klass-AB slutsteg med emitterresistorer på utgången

- Klass-AB slutsteget småsignalmodell består av två parallellkopplade emitterföljare (eftersom matningsspänningarna V_{CC} och V_{EE} jordas). Därmed så beräknas emitterföljarens inresistans som parallellresistansen av den övre och den nedre emitterföljaren:

$$R_{IN} = R_{IN1} // R_{IN2},$$

där R_{IN} är klass-AB-slutstegets inresistans, R_{IN1} är inresistansen från den nedre emitterföljaren och R_{IN2} är den övre emitterföljarens inresistans.

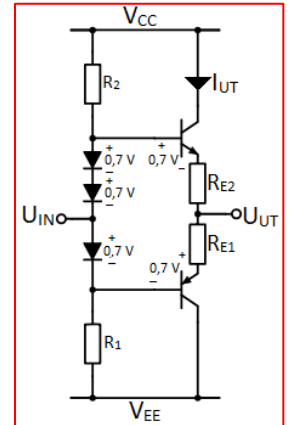
- Vi får inte heller glömma att ta med resistorerna R_1 och R_2 i beräkningen. Som synes så utgör dessa en parallellkoppling med inresistansen från transistorernas basar, precis som vi sett tidigare för GE-steget när spänningsdelare användes.
- Därmed så blir inresistansen med resistor R_1 och R_2 inräknat lika med

$$R_{IN} = R_{IN1} // R_{IN2} // R_1 // R_2$$

- Vi kan anta att de två emitterföljarnas inresistansen är identiska, vilket medför att parallellresistansen $R_{IN1} // R_{IN2}$ är hälften av inresistansen från en utgång, eftersom

$$R_{IN1} = R_{IN2} \rightarrow R_{IN1} // R_{IN2} = \frac{R_{IN1} * R_{IN2}}{R_{IN1} + R_{IN2}} = \frac{R_{IN1} * R_{IN1}}{R_{IN1} + R_{IN1}} = \frac{R_{IN1}^2}{2R_{IN1}} = \frac{R_{IN1}}{2}$$

- Kom ihåg:** Om två lika stora resistorer är parallellkopplade, så blir deras ersättningsresistans hälften av resistansen på en av dem.
- I praktiken så kan den övre och den nedre emitterföljarens respektive inresistans skilja sig något; som exempel så kommer den nedre emitterföljarens inresistans vara något lägre än den övre, eftersom PNP-transistorn ansluten till den nedre ingången med stor sannolikhet har något lägre strömförstärkningsfaktor. Dock antas denna skillnad vara mycket liten och försummas.



- Resistor R_1 och R_2 skall också vara identiska, vilket kommer medföra att parallellresistansen av den också kommer bli hälften av deras respektive resistans. Låt oss anta att R_1 och R_2 båda har en resistans på 1 k Ω , vilket är ett bra startvärde.

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

- Därmed så blir parallellresistansen $R_1//R_2$ lika med 500 Ω , eftersom

$$R_1//R_2 = 1k//1k = \frac{1k * 1k}{1k + 1k} = \frac{1M}{2k} = 500 \Omega$$

- Parallellresistansen $R_1//R_2$ är alltså lika med hälften av resistorvärdet på respektive resistor:

$$R_1//R_2 = \frac{R_1}{2} = \frac{R_2}{2}$$

- Därmed så räcker det att vi beräknar inresistansen från den övre eller nedre ingången och sedan delar med två, eftersom

$$R_{IN} = R_{IN1}//R_{IN2}//R_1//R_2 = (R_{IN1}//R_1)/(R_{IN2}//R_2)$$

- Vi antar att inresistansen från den övre och den nedre delen av slutsteget är identiska:

$$R_{IN1}//R_1 = R_{IN2}//R_2$$

- Därmed så gäller att deras ersättningsresistans är lika med hälften av värdet från en av delarna:

$$\rightarrow (R_{IN1}//R_1)/(R_{IN2}//R_2) = \frac{R_{IN1}//R_1}{2} = \frac{R_{IN2}//R_2}{2}$$

- Om vi beräknar inresistansen på en av ingångarna i taget så beräknas denna precis som för en vanlig klass-A emitterföljare, som vi har sett tidigare. Vi delar därmed slutsteget i två delar, där varje del består av en vanlig emitterföljare.
- Låt oss anta att vi beräknar inresistansen på den övre ingången. Inresistansen på den övre ingången är lika med resistansen i den övre emittern multiplicerat med den övre transistorns strömförstärkningsfaktor.
- På utgången används transistorer som kan hantera relativt höga effekter, eftersom strömmen som flödar genom dem kommer vara relativt hög vid drift. Dessa transistorer har vanligtvis en strömförstärkningsfaktor runt 50, så vi räknar med detta värde.
- Inresistansen på den övre ingången, R_{IN2} , kan alltså beräknas med formeln

$$R_{IN2} \approx h_{FE}(r_{e2} + R_{E2}),$$

där h_{FE} är strömförstärkningsfaktorn, som kan antas vara 50, r_{e2} är den övre transistorns inbyggda emitterresistans och R_{E2} är den övre emitterresistorn, som i föregående exempel sattes till 3,3 Ω .

- Låt oss anta att vi siktar på utströmmen 100 mA i vilopunkten. Då blir den övre transistorns inbyggda emitterresistans r_{e2} lika med

$$r_{e2} = \frac{26}{I_{UT(mA)}} = \frac{26}{100} = 0,26 \Omega$$

- Därmed så blir inresistansen på den övre ingången lika med

$$R_{IN2} \approx 50(0,26 + 3,3) = 178 \Omega$$

- Den övre emitterföljaren har därmed relativt låg inresistans! Som vi kommer se senare så brukar emitterresistorerna på utgången sättas till 0,22 Ω (men då måste också spänningsfallet över dem minskas till 52 mV). Då kommer inresistansen minska ytterligare, till ungefär 24 Ω .

- Vi får inte glömma att ta med resistor R_2 i beräkningarna. R_2 kan tänkas utgöra en parallellkoppling med inresistansen från den övre ingången. Om vi antar att resistor R_2 är lika med $1\text{ k}\Omega$ så blir ersättningsresistansen R_{IN2}/R_2 lika med

$$R_{IN2}/R_2 = 178//1k = \frac{178 * 1k}{178 + 1k} \approx 150\ \Omega$$

- Som vi såg tidigare så kan vi anta att inresistansen från den nedre delen av slutsteget är lika stor, dvs. ca $150\ \Omega$. Därmed så blir klass-AB-slutsteget inresistansen ungefär $75\ \Omega$, eftersom

$$R_{IN} = (R_{IN1}/R_1)/(R_{IN2}/R_2) \approx 150//150 = \frac{150 * 150}{150 + 150} \approx 75\ \Omega$$

- Vi hade också kunnat räkna ut detta i huvudet, eftersom vi vet att om två lika stora resistanser är parallellkopplade så blir deras ersättningsresistans hälften av resistansen från en av dem, alltså hälften av $150\ \Omega$, vilket är $75\ \Omega$.
- Inresistansen är alltså relativt låg, vilket inte är bra! Vi kommer senare se hur man enkelt kan lösa problemet med inresistansen genom att koppla flera emitterföljare efter varandra. Vanligtvis används tre emitterföljare efter varandra, ibland fyra. Därmed så ökar inresistansen med två stycken strömförstärkningsfaktorer, vilket är minst $50 * 50 = 2500$!
- Dessutom så kan vi enkelt ersätta resistor R_1 och R_2 med var sin strömgenerator för att öka deras resistans, samtidigt som vi ser till att strömmen genom dioderna hålls stabilt. Alternativt så placerar vi dioderna i föregående steg, som vanligtvis är en spänningsförstärkare).
- Om vi hade använt en klass-AB trippel som slutsteg, så hade inresistansen från respektive ingång blivit minst

$$R_{IN1} = R_{IN2} \approx 50 * 50 * 50(0,26 + 3,3) = 445\text{ k}\Omega$$

- Om vi dessutom hade ersatt resistor R_1 och R_2 med förbättrade Wilson-strömspeglar, som har en resistans på ca $100\text{ M}\Omega$ vardera, så hade inresistansen blivit minst

$$R_{IN} = (R_{IN1}/R_1)/(R_{IN2}/R_2) \approx (445k//100M)/(445k//100M) \approx 445k//445k = \frac{445k}{2} = 222,5\text{ k}\Omega$$

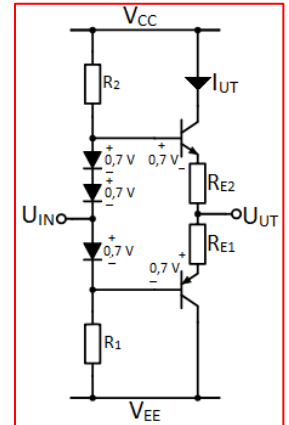
Beräkning av utresistans på modifierat klass-AB slutsteg med emitterresistorer

Om två små emitterresistorer placeras på utgången såsom i figuren till höger så kommer utresistansen öka något.

Genom att placera två resistorer på utgången så ökar temperaturstabiliteten kraftigt, eftersom detta kraftigt minskar de strömökningar som uppstår vid drift när transistorerna blir varma.

Resistorerna bör inte vara stora, de bör sättas så att utströmmen blir ca 100 mA. Med tanke på att spänningsfallet över de två resistorerna kommer vara ca 0,7 V vid drift så är ett lämpligt värde ca 3,3 Ω på varje resistor.

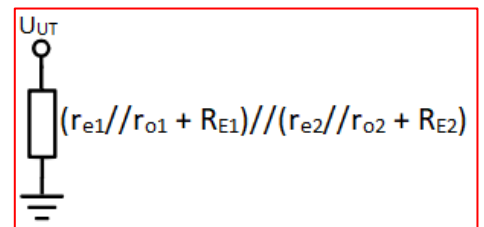
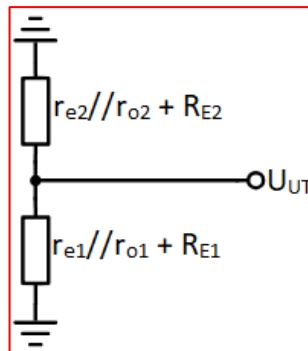
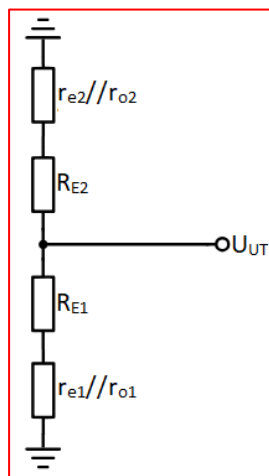
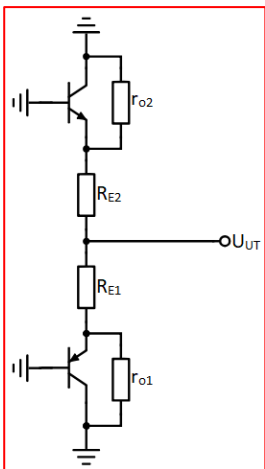
Låt oss anta att vi siktar på utströmmen 100 mA och använder två emitterresistorer på 3,3 Ω vardera. Vi kan enkelt beräkna utresistansen ändå:



Kortslut alla signaler förutom utsignalen. Vi får då småsignalschemat nedan till vänster. Notera att båda transistorerna nu är diodkopplade. De kan därmed ersättas med resistorer, vars resistans är r_{e1}/r_{o1} respektive r_{e2}/r_{o2} . Notera att R_{E1} och r_{e1}/r_{o1} är seriekopplade. Vi kan förenkla kretsen genom att summera dessa till en ersättningsresistans som är lika med $r_{e1}/r_{o1} + R_{E1}$. Notera att R_{E2} och r_{e2}/r_{o2} också är seriekopplade. Vi ersätter även dessa med en ersättningsresistans, som är lika med $r_{e2}/r_{o2} + R_{E2}$, se figuren till höger.

Notera nu att de två nya ersättningsresistanserna är parallellkopplade. Vi ersätter dessa med en ersättningsresistans som är lika med

$(r_{e1}/r_{o1} + R_{E1}) // (r_{e2}/r_{o2} + R_{E2})$. Detta är lika med slutstegets utresistans.



$$R_{UT} = (r_{e1}/r_{o1} + R_{E1}) // (r_{e2}/r_{o2} + R_{E2}).$$

Vi kan förenkla uttrycket genom att göra ett mycket säkert antagande. Detta antagande är att de inbyggda emitterresistanserna är mycket mindre än transistorernas utresistans, vilket medför att $r_{e1}/r_{o1} \approx r_{e1}$ och $r_{e2}/r_{o2} \approx r_{e2}$. Vi får då approximationen

$$R_{UT} \approx (r_{e1} + R_{E1}) // (r_{e2} + R_{E2})$$

Då återstår att beräkna r_{e1} och r_{e2} . Detta görs som vanligt med formeln

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{25}{I_{C(ma)}}$$

Vi antar för enkelhets skull att samma ström flödar genom båda transistorerna (strömmarna kommer egentligen variera något) och temperaturen antas vara den samma (runt rumstemperatur räknade vi med), vilket medför r_{e1} och r_{e2} blir lika stora:

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{25}{I_{C(ma)}} = \frac{25}{100} = 0,25 \, \Omega$$

Därefter beräknar vi utresistansen:

$$R_{UT} \approx (r_{e1} + R_{E1}) // (r_{e2} + R_{E2}) = (0,25 + 3,3) // (0,25 + 3,3) = 3,55 // 3,55 \approx 1,8 \, \Omega$$

Utresistansen kommer alltså bli omkring 1,8 Ω . Om vi inte hade försummat utresistanserna så hade vårt resultat blivit något lägre, men detta hade varit mycket lite. Dock så hade r_{e1} och r_{e2} ökat något vid ökad temperatur, men detta hade varit mycket lite också. Om temperaturen hade ökat kraftigt så kunde vi ha beräknat med $\frac{30}{I_{C(ma)}}$ istället för $\frac{25}{I_{C(ma)}}$ för att få ett mer ackurat värde. Notera dock att r_{e1} och r_{e2} i så fall hade ökat från 0,25 Ω till 0,3 Ω , vilket är extremt lite och hade inte påverkat resultatet nämnvärt. Vi kan säkert anta att utresistansen ligger omkring 1,8 Ω .

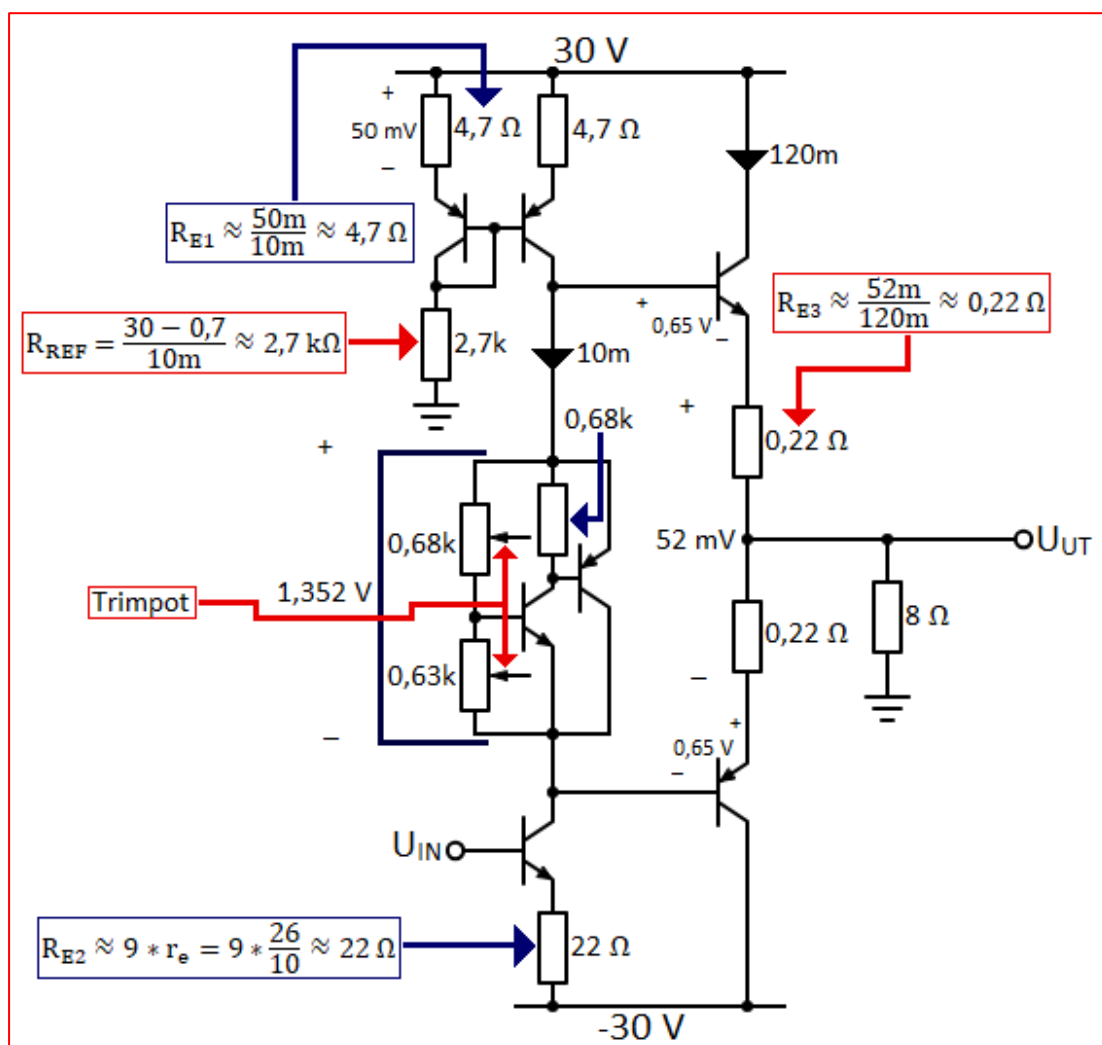
Klass-AB slutsteg i praktiken

- Figuren nedan visar ett exempel på ett GE-steg följt av ett enkelt klass-AB slutsteg. I mitten av GE-steget så är en s.k. biasgenerator placerad, för att se till att spänningsskillnaden mellan de två ingångarna på slutsteget är ca 0,72 V.

$$U_{Bias} = \frac{0,65}{R_1}(R_1 + R_2) = 0,65 + 0,65 * \frac{R_2}{R_1} = 0,65 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\rightarrow U_{Bias} = 0,65 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{\frac{U_{Bias}}{0,65} - 1}$$



Ge-steg som följs av ett enkelt klass-AB slutsteg. I praktiken så brukar två till emitterföljare sammankopplas med emitterföljaren på utgången, för att öka strömförstärkningen samt se till att lastens resistans inte minskar GE-stegets förstärkning. Man får då en s.k. trippel emitterföljare.

Elektroteknik

- För att se till att biasgenerators medför exakt 0.72 V spänningsskillnad mellan de två ingångarna så använder vi trimpotentiometrar dvs. varierbara motstånd, i biasgenerators.
- Biasgenerators är i detta fall konstruerat med ett komplementärt Darlingtonpar, dvs. en NPN-transistor följt av en PNP-transistor. Detta transistorpar utgör en lokal feedbackloop, som kraftigt minskar biasgenerators resistans.
- Det komplementära Darlingtonparet används alltså för att kraftigt minska biasgenerators resistans vid höga frekvenser, som annars kan bli relativt hög.
- För minsta möjliga distorsion på utsignalen så bör man sikta på att spänningen över de två resistorerna på utgången är ca 52 mV i vilopunkten (utan insignal ansluten).
- Vi vill alltså att spänningen över respektive resistor på utgången är lika stor som den termiska spänningen, dvs. 26 mV. Därefter justeras resistorernas storlek efter detta värde samt strömmen som flödar genom dem, i enlighet med Ohms lag:

$$R_{UT} \approx \frac{26}{I_{UT(mA)}},$$

där R_{UT} är storleken på respektive resistor på utgången och $I_{UT(mA)}$ är strömmen som flödar genom utgången. Oftast sätts strömmen lite över 100 mA i vilopunkten, oftast ca 120 mA, vilket medför att resistorerna på utgången bör ha ett värde på

$$R_{UT} \approx \frac{26}{120} \approx 0,22 \, \Omega$$

- Därmed så är det mycket vanligt att använda resistorer på 0,22 Ω på slutstegets utgången.

Olinjariteter i praktiken och betydelsen av feedback

- I praktiken så kommer de två transistorernas kollektorströmmar variera varje halvperiod där den ena leder och den andra är strypt, vilket medför att deras respektive inbyggda emitterresistanser (och därmed deras transkonduktanser) varierar, eftersom:

$$r_{e1} = \frac{25}{I_{C1(mA)}}$$

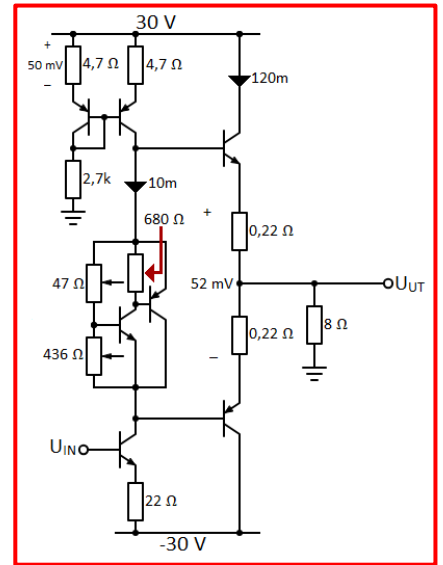
$$r_{e2} = \frac{25}{I_{C2(mA)}}$$

- Därmed kommer de två förstärkningsfaktorerna G_1 och G_2 hela tiden variera, eftersom:

$$G_1 \approx \frac{R_{E1} + r_{e1}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}$$

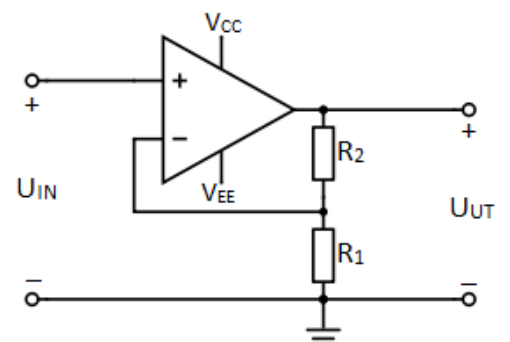
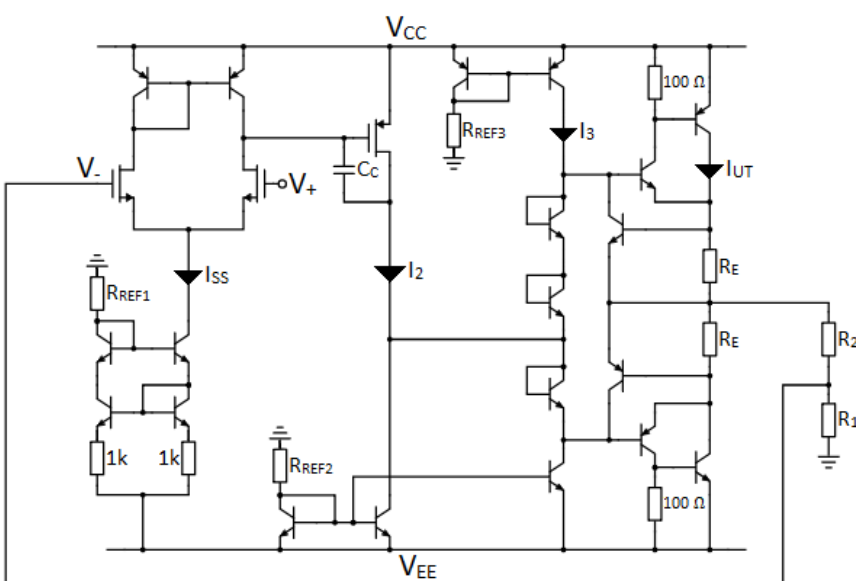
samt

$$G_2 \approx \frac{R_{E2} + r_{e2}}{R_{E1} + R_{E2} + r_{e1} + r_{e2}}$$



- Låt oss anta att kollektorströmmen till NPN-transistorn, I_{C1} , ökar något. Då kommer den inbyggda emitterresistansen r_{e1} att minska. Då kommer förstärkningsfaktorn G_1 med största sannolikhet minska något, medan förstärkningsfaktorn G_2 ökar, se formlerna ovan.
- Detta medför att PNP-transistorn kommer leda mer signal under den halvperiod den leder än vad G_1 gör. Detta medför att olinjariteter och distorsion uppstår.

För att eliminera denna distorsion så återkopplar man en del av utsignalen till ingången, OP-förstärkarkretsen nedan.

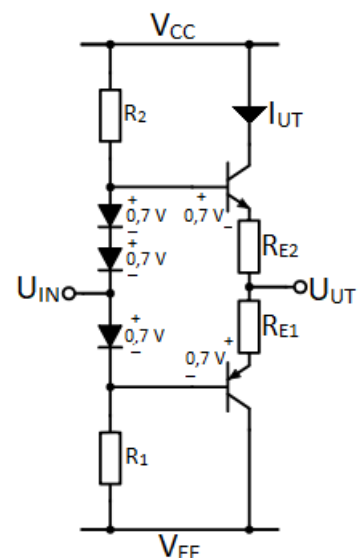


- Denna återkoppling kallas feedback inom elektroniken och görs i nästan alla förstärkarsteg av flera anledningar:

1. Feedback minskar distorsion. Utan feedback så hade förstärkningsfaktorn varit mycket hög, men väldigt olinjär, exempelvis på grund av att differentialförstärkningen minskar om signalen har hög amplitud, dvs. stora toppar och dalar.
 2. Feedback eliminerar olinjariteter och distorsion i klass-AB slutsteget, som uppstår trots all ansträngning som görs för att eliminera detta. Detta beror på att NPN- och PNP-transistorerna kollektorströmmar varierar väldigt mycket varje halvperiod, dvs. varje gång en av transistorerna leder och den andre än strypt. Detta medför att transistorernas transkonduktans och därmed förstärkningsfaktor varierar.
 3. Förstärkarsteget blir mindre påverkat av lastresistans, temperaturförändringar samt åldrande av utrustningen. Detta medför att steget fungerar ungefär samma trots väldigt varierande lastresistanser.
 4. Förstärkarstegets blir mindre känsligt för höga frekvenser, vilket medför att bandbredden höjs. Detta medför att förstärkaren fungerar högre upp i frekvenser än vad som annars är möjligt.
 5. OP-förstärkarens inresistans ökar och utresistansen minskar.
- De enda två nackdelarna med återkoppling är att förstärkningsfaktorn blir lägre samt att förstärkarsteget kan börja oscillera, men detta är inga stora förluster i jämförelse med alla fördelar som man får.
 - Förstärkningen blir lägre, men mycket stabilare. Förstärkningen kan man lätt dimensionera med externa resistorer, samtidigt som instabiliteten vid högre frekvenser kan elimineras med en s.k. Millerkondensator.
 - Det är bättre med ett förstärkarsteg med lägre förstärkning, men mycket jämnare och stabilare egenskaper. Dock är det positivt att det förstärkarsteget utan återkoppling medräknat har så hög förstärkning som möjligt. Förstärkningen blir då mycket stabilt och kan enkelt dimensioneras med t.ex. två resistorer extern på en OP-förstärkarkoppling, som vi har sett tidigare.

1. Figuren till höger visar ett klass-AB slutsteg.

- Förklara vilken funktion slutsteget har i ett förstärkarsteg och hur det åstadkommer sin funktion.
- Vilken är den främsta fördelen med klass-AB slutsteg jämfört med klass-A slutsteg? Varför används två transistorer med omvänd polaritet på utgången istället för en?
- Förklara vad dioderna i figuren ovan har för funktion.
- Ange det främsta skälet till att resistor R_1 och R_2 oftast ersätts med strömgeneratorer via strömspeglar.
- Ersätt resistor R_1 samt R_2 med var sin enkel strömspegel. Matningsspänningen $V_{CC} = 20\text{ V}$ och $V_{EE} = -20\text{ V}$. Dimensionera strömspeglarna så att ca 20 mA flödar genom dioderna.
- För att få en jämnare ström genom dioderna så skulle vi kunna använda en Wilson-strömspegel. Dock har detta en mycket stor nackdel att en enkel strömspegel oftast är att föredra, vilken?



OBS! Vänd blad!

Lösning till uppgift x

a)

- Slutsteg används för att förstärka signalens strömstyrka genom att minska utresistansen.
- När vi t.ex. vill förstärka signaler så måste vi förstärka effekten, dvs. både spänningen och strömmen. Spänningen kan vi enkelt öka med ett GE-steg, men utan slutsteg så hade signalen knappt förstärkts ändå, eftersom utresistansen är så hög, vilket medför att strömmen hade blivit låg och effekten hade inte ökat så mycket.

b)

- Mycket högre verkningsgrad; 50–70 % istället för 25–35 %.
- I klass-AB slutsteget så används två transistorer på utgången för att öka verkningsgraden.
- Klass-AB slutsteget tar det bästa från klass-A slutsteget (leder 100 % av insignalens period, bäst ljud) och det bästa från klass-B slutsteget (endast halva förstärkarsteget leder under ett visst ögonblick).
- I klass-A slutsteg så används endast en transistor på utgången. När klass-A slutsteg används så kommer transistorn leda hela tiden, även utan insignal. Eftersom utströmmen oftast är hög, t.ex. 100 mA, så medför detta stora förlusteffekter, eftersom denna utström inte används till att driva något.
- Med klass-AB slutsteget (samt klass-B slutsteget) så kommer summan av förlusteffekterna de två transistorerna vara lika hög som i klass-A slutsteget, men eftersom bara en av transistorerna leder vid (nästan) varje tillfälle så blir förlusteffekterna halverade, vilket medför att verkningsgraden fördubblas.

c)

- Dioderna tillförs främst för att se till att en av transistorerna alltid leder. Genom att dioderna kopplas i framriktningen med matningsspänningen så är de alltid ledande.
- Diodernas ledspänningsfall (0,7 V) utnyttjas för att se till att en av transistorerna alltid är ledande. Utan dioder så hade signaler mellan -0,7 V till 0,7 V inte passerat någon av transistorerna, då de kräver en viss framspänning för att leda ström. Två av dioderna används för detta ändamål.
- Den tredje dioden används för att framspänningen över de små emitterresistorerna på utgången skall bli lika med 0,7 V. Med detta spänningsfall och val av resistorer så bör man sätta utströmmen till ca 100 mA.
- Spänningsfallet medför också att eventuella strömökningar vid ökad temperatur blir mycket små. Utan dessa resistorer så hade en viss ökning i temperatur kunnat medför stora strömökningar, vilket inte är önskvärt.

