

JERNINDUSTRIENS FORLAG



ELEKTRONIK 2

LF og DC teknik
Impulsteknik

1976

Instruktioner

Jern- og Metalindustrien

Forord

I tilslutning til de ajourførte kursusplaner for elektronikmekanikerlærlinges og EFG-elevs undervisning på teknisk skole udgives følgende læremidler:

Elektronik – Apparatopbygning
Elektronik 1 – LF og DC teknik
Elektronik 2 – LF og DC teknik og impulsteknik
Elektronik 3 – HF teknik
Elektronik 4 – Impulsteknik
Elektronik 5 – LF og DC teknik, HF teknik og impulsteknik

Læremidlerne er udarbejdet på Metalindustriens Lærlingeudvalgs foranledning af faglærere fra de tekniske skoler i samarbejde med Jernindustriens Forlag.

Det foreliggende læremiddel – Elektronik 2 – er opdelt i to bind, indeholdende henholdsvis instruktioner og opgaver.

Teoriinstruktionerne omfatter for LF og DC teknik: Elektriske grundbegreber, spændingsforsyning, forstærkertrin – grundkoblinger, forstærkere og LF oscillator; og for impulsteknik: Grundlæggende impulsteknik, multivibratorer og andre impulsgivere, talsystemer og logik.

Arbejdsinstruktionerne omfatter alene instrumentbetjening.

Teoriøvelserne omfatter teori og målinger, samt spørgsmål som eleverne kan besvare skriftligt, medens teoriopgaverne alene omfatter spørgsmålsblade, som ligeledes kan besvares skriftligt af eleverne.

I »Elektronik 1 til 5« er de enkelte instruktioner og opgaver nummereret i hoved- og undergrupper og med løbenumre inden for de enkelte undergrupper. Herved åbnes der mulighed for, at man i løbet af uddannelsesforløbet kan opbygge særskilte samlinger over følgende emner:

LF og DC teknik
HF teknik
Impulsteknik
Håndbogsbilag

Bladene, der er perforeret og forsynet med huller, kan rives ud og indsættes i et ringbind, efterhånden som de anvendes.

Kursusplanen, der ligger til grund for undervisningen, rekvireres i Direktoratet for erhvervsuddannelserne.

Forlaget vil være taknemmelig for at modtage eventuelle forslag til ændringer og rettelser fra såvel lærere og elever som andre interesserede.

Metalindustriens Lærlingeudvalg og forlaget vil gerne takke de tekniske skoler og faglærerne for deres medvirken ved udarbejdelsen af læremidlet.

København, december 1976

JERNINDUSTRIENS FORLAG



DISPOSITION

1. Enkelt attenuator
2. Attenuator med flere trin

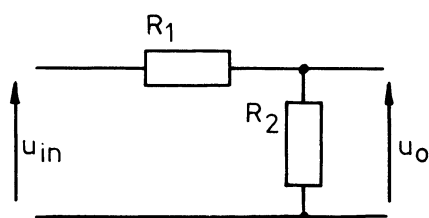
1. ENKELT ATTENUATOR

1.1 Spændingsdeler

For at få flere følsomhedsområder på måleforstærkere, er det nødvendigt med en attenuator (spændingsdeler).

Attenuatorens opgave er at dele indgangssignal ned, så forstærkeren ikke bliver overstyret.

Som spændingsdeler anvendes to modstande.



Dersom R_2 er meget mindre, end den modstand attenuatoren bliver belastet af, bliver spændingsdelingen

$$\frac{u_o}{u_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} .$$

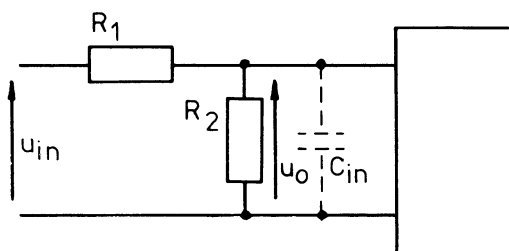


1.2 Kompensering

For ikke at belaste det kredsløb, attenuatoren tilsluttes, er det nødvendigt, at $R_1 + R_2$ er meget stor.

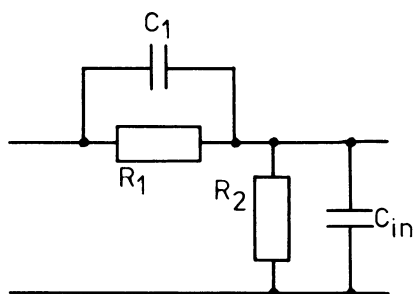
Modstandsstørrelse på 1 til 10 M Ω er ikke usædvanlig.

På udgangen af attenuatoren vil forstærkerens indgangskapacitet ligge parallel med R_2 .



C_{in} vil bevirke, at der ved de høje frekvenser sker en større dæmpning af u_{in} end ved lave frekvenser.

Denne uheldige virkning kan der kompenseres for ved at montere en kapacitet parallel med R_1 .



Dersom C_1 får en for stor størrelse, vil der ved høje frekvenser overføres større signal end ved lave frekvenser.

For at få en lineær dæmpning skal

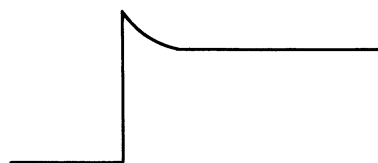
$$R_1 \times C_1 = R_2 \times C_{in}.$$

Den letteste måde at kontrollere, om attenuatoren er korrekt kompenseret, er ved at tilslutte et spændingsspring på indgangen for så at betragte spændingen på udgangen.

Hvis C_1 er for lille, fås følgende kurveform R_2 :



Hvis C_1 er for stor, fås denne kurveform over R_2 :

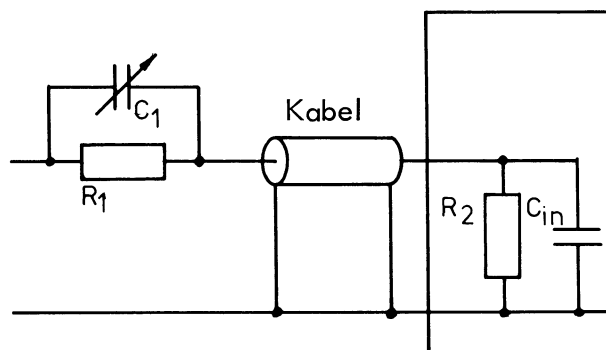


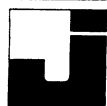
1.3 Probe

10:1 proben til et oscilloskop er også en kompenseret spændingsdeler.

R_1 og C_1 er monteret i selve proben, R_2 er scopets indgangsmodstand, medens C_{in} er parallelforbindelsen af scopets indgangskapacitet og kablets kapacitet.

Da der er spredning på kabelkapacitet og indgangskapacitet, er C_1 justerbar og skal justeres med det oscilloskop, den anvendes til.

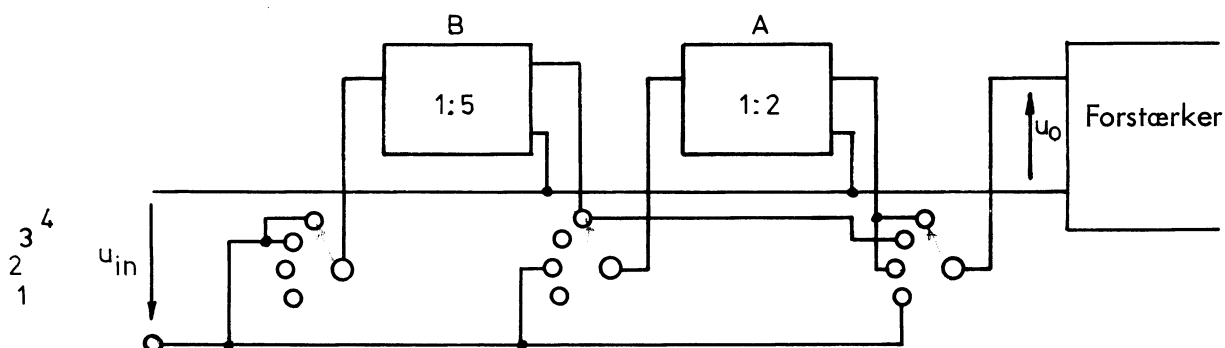




2. ATTENUATOR MED FLERE TRIN

2.1 Kompensering

Er der flere attenuatorer efter hinanden, hvor det er muligt at skifte imellem, er det nødvendigt med flere kapaciteter.



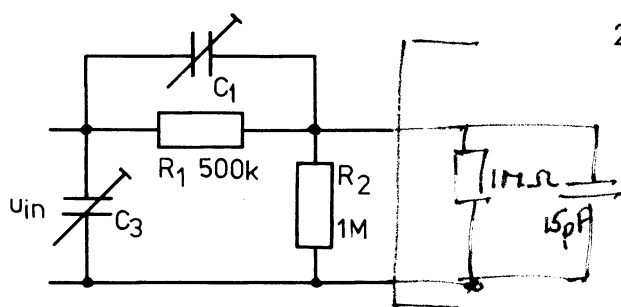
I stilling 2 anvendes kun attenuator A.

I stilling 3 anvendes kun attenuator B.

I stilling 4 anvendes begge attenuatorer.

For at der er korrekt kompensering i alle stillinger, skal indgangsmodstand og indgangskapacitet i begge attenuatorer have samme værdi som forstærkeren.

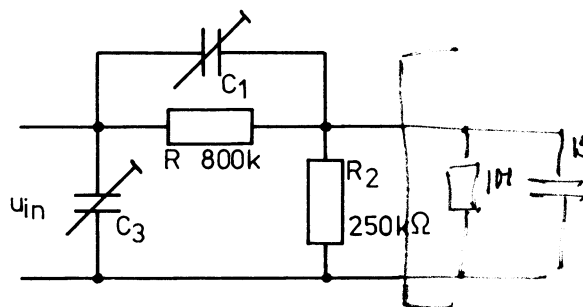
Er forstærkerens indgangsmodstand $1\text{ M}\Omega$ og kapaciteten 15 pF , vil attenuator A se sådan ud:



C_1 har til opgave at kompensere for forstærkerens indgangskapacitet.

C_3 øger attenuatorens indgangskapacitet, så den kommer op på samme værdi som forstærkeren.

Diagrammet for attenuator B er det samme, blot med andre værdier.



Det fremgår ikke umiddelbart, at spændingsdelingen er henholdsvis 2 og 5, men man skal huske, at R_2 er parallelforbundet med $1\text{ M}\Omega$.

2.2 Justering

I stilling 2 justeres C_1 i attenuator A til korrekt kompensering.

I stilling 3 justeres C_1 i attenuator B til korrekt kompensering.

I stilling 4 justeres C_3 i attenuator A til korrekt kompensering.

C_3 i attenuator B kan kun justeres, hvis der i stilling 4 tilsluttes en korrekt justeret probe til indgangen.

DISPOSITION

1. Zenerdiode

1. ZENERDIODE

1.1 Zenerspænding

Zenerdioden fremstilles til spændinger mellem 3 og 100 V.

Dioder til spændinger under 6 V har en negativ temperaturkoefficient.

Ved zenerspændinger over 7 V har dioden en positiv temperaturkoefficient.

1.2 Dynamisk modstand

Zenerdiodens godhed afhænger af, hvor lille en dynamisk modstand dioden har.

Den dynamiske modstand er den modstand, dioden yder overfor en spændingsændring.

Zenerdioder til spændinger omkring 6 V har den laveste dynamiske modstand.

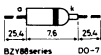
1.3 Afsat effekt

Zenerdioder fremstilles til at kunne tåle fra 100 mW og op til 100 W.

I et kort øjeblik kan der dog godt afsættes en meget større effekt.

1.4 Eksempel på datablad

Type and applications	Outlines (mm)											
BZY88- at I_Z (mA)	C3V3	C3V6	C3V9	C4V3	C4V7	C5V1	C5V6	C6V2	C6V8	C7V5	C8V2	C9V1
V_Z (V)	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
S_Z (mV/°C)	-2.3	-2.0	-2.05	-1.8	-1.55	-1.2	-0.2	+2.0	+3.2	+4.2	+5.0	+6.0
r_{aur} (Ω)	83.5	76	76	70	62	46	22	7.0	3.0	3.0	3.5	4.75
BZY88- at I_Z (mA)	C10	C11	C12	C13	C15	C16	C18	C20	C22	C24	C27	C30
V_Z (V)	10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30
S_Z (mV/°C)	+7.0	+8.7	+9.0	+10.5	+12.5	+13	+15	+17	+19	+21	+23.5	+26
r_{aur} (Ω)	5.0	7.0	8.0	10	15	20	25	30	35	40	50	60
Ratings	$I_{F RM} = 250$ mA; $I_{Z RM} = 250$ mA; $P_{tot} = 0.4$ W; $P_{Z RM} = 15$ W; $T_j = 175^\circ\text{C}$; $T_{stg} = +175^\circ\text{C}$											
Characteristics	$R_{thJA} = 310^\circ\text{C/W}$; $V_F < 0.9$ V at $I_F = 10$ mA; tolerance of V_Z : 5%											



1.5 Symbol



1.6 Tilslutning

- Zenerdioden skal tilsluttes med + på katoden og - på anoden.

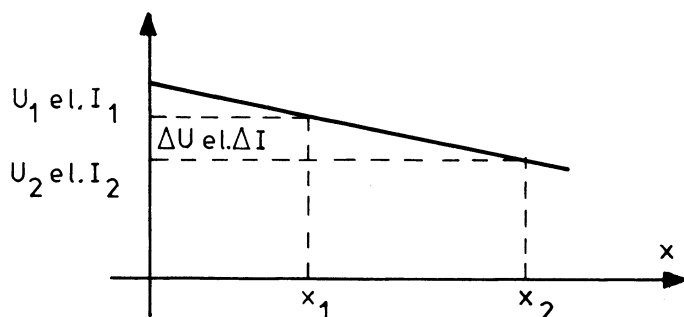


DISPOSITION

1. Måling af spændings- og strømdifferencer

1. MÅLING AF SPÆNDINGS- OG STRØMDIFFERENCER

Når man skal måle en spændings- eller strøømændring - som kan være en funktion af en anden fysisk størrelse, f.eks. en ændring i forsyningsspændingen, en belastningsændring eller lignende - kan dette gøres ved to målinger som vist.



Man får da:

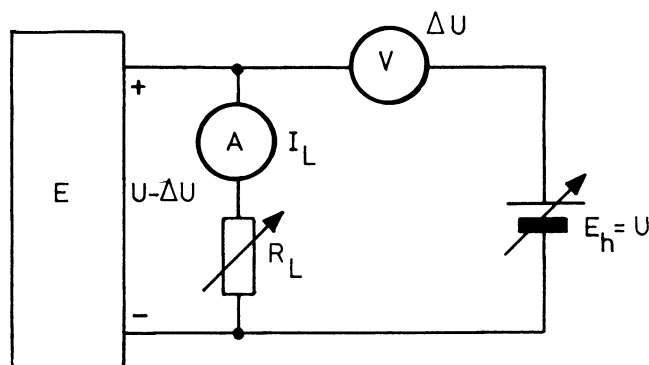
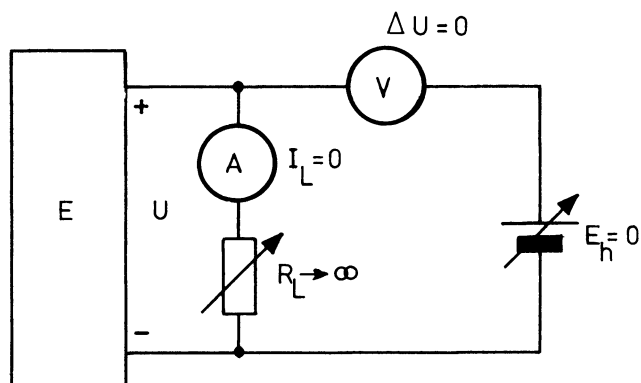
$$\Delta U = U_2 - U_1 \quad \text{eller}$$

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

Hvis ændringen, ΔU eller ΔI , er meget lille i forhold til U henholdsvis I , kan resultatet blive behæftet med en meget stor procentisk fejl. For at undgå dette, kan man benytte en direkte metode til måling af ΔU og ΔI .

1.1 Måling af spændingdifference

Når man ønsker at måle meget små spændingsdifferencer - f.eks. ændringen i udgangsspændingen på en spændingsforsyning som funktion af belastningsstrømmen - kan dette gøres som vist.



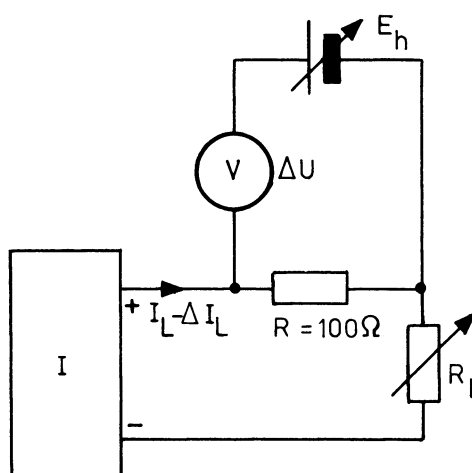
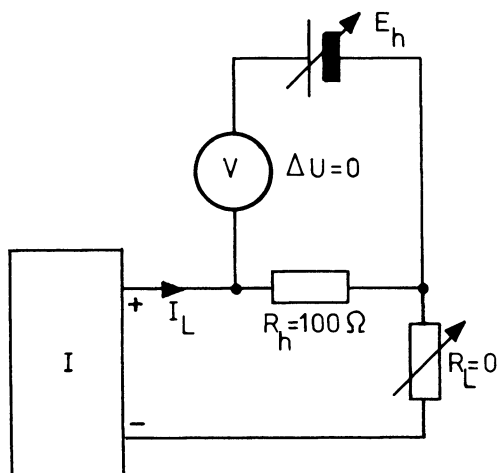
Med spændingskilden E i tomgang ($R_L \Rightarrow \infty$) indstilles hjælpekilden E_h således, at voltmetret bliver spændingsløst ($\Delta U = 0$).

Herefter belastes spændingskilden med den ønskede strøm I_L , og den heraf følgende spændingsændring ΔU kan da aflæses direkte på voltmetret.



1.2 Måling af strømdifferencer

Når man ønsker at måle meget små strømdifferencer - f.eks. ændringen i strømmen på en strømgenerator som funktion af belastningsmodstanden - kan dette gøres som vist.



Med strømgens udgang kortsluttes ($R_L = 0$) - med undtagelse af hjælpemodstanden R_h på f.eks. 100Ω - indstilles E_h således, at voltmetret bliver spændingsløst, $\Delta U = 0$.

Dette giver:

$$E_h = I_L \times R_h$$

Herefter ændres R_L til den ønskede værdi, og den heraf følgende strømændring ΔI kan da findes ud fra udslaget på voltmetret, nemlig:

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

Eksempel:

$$I_L = 1 \text{ mA}$$

på voltmetret måles ved R_L lig med f.eks. $10 \text{ k}\Omega$

$$\Delta U = 0,76 \text{ mV}$$

$$\Delta I_L = \frac{\Delta U}{R_h} = \frac{0,76 \text{ mV}}{100} =$$

$$\underline{7,6 \mu\text{A}}$$



DISPOSITION

1. Formål med stabilisering
2. Stabiliseringsprincipper
3. Stabiliseret spændingsforsyning
4. Stabiliseret reguleret spændingsforsyning
5. Strømbegrænser
6. Stabiliseret spændingsforsyning med IC

1. FORMÅL MED STABILISERING

1.1 Netspændingsvariationer

Apparater til lysnetdrift kan blive udsat for ret store svingninger i netspændingen.

Den stabiliserede netdel skal sikre, at apparatet arbejder optimalt, uanset netspændingen er 180 V eller 240 V.

1.2 Variationer i forbrug

De fleste radiomodtagere, forstærkere og båndoptagere er forsynet med push-pull udgangstrin, som ikke belaster netdelen konstant.

Ved svag lydstyrke belastes kun lidt, medens der trækkes meget store strømme fra netdelen ved fuld udstyring.

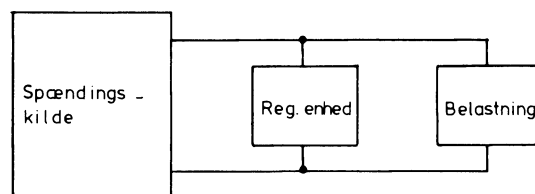
Ved anvendelse af en stabiliseret netdel opnås en meget nær konstant forsyningsspænding uafhængig af forbruget og desuden en meget fin brumfiltrering.

2. STABILISERINGSPRINCIPPER

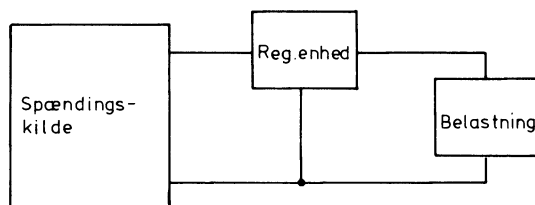
Spændingsregulatorer kan opdeles i to hovedtyper, nemlig:

- a. Shunt-(parallel)regulator
- b. Serieregulator

Ved parallelstabilisering er kontrolorganet koblet parallelt med belastningen.



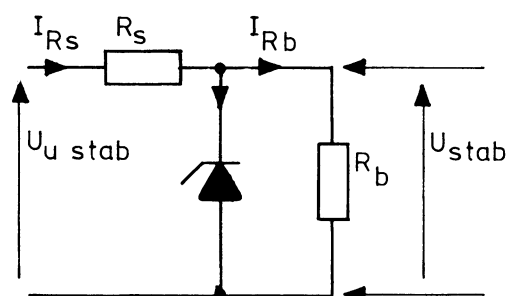
Medens det for seriestabiliseringsprincippet er koblet i serie med belastningen.



2.1 Parallelstabilisering

Ved denne form for stabilisering tages den stabiliserede spænding ud over en zenerdiode, som er forspændt i spærretretning.

For at begrænse strømmen i zenerdioden, er indskudt en formodstand R_s .





Den strøm, der løber igennem R_s , er altid lig med summen af I_Z og I_{Rb} .

Desuden er spændingen over zenerdioden næsten uafhængig af zenerstrømmen I_Z .

Ved stigende forbrug vil I_{Rb} stige og dermed må I_Z falde. Spændingen over zenerdioden og dermed belastningen vil som nævnt næsten ikke ændre sig, og dermed er udgangsspændingen stabiliseret.

Dog vil I_Z ved stigende I_{Rb} blive så lille, at zenerdioden spærre, og den stabiliserede virkning ophører.

Når der ikke trækkes strøm til belastningen, må zenerdioden "overtage" hele strømmen, dvs. $I_{RS} = I_Z$.

Der afsættes altså størst effekt i zenerdioden, når kredsløbet ikke belastes.

Over for variationer i indgangsspænding vil der også være stabilisering.

Hvis U_{ind} stiger, må I_{RS} stige.

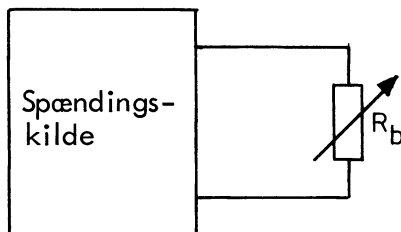
Da $I_{RS} = I_Z + I_{Rb}$, vil strømmen gennem zenerdioden også stige, medens spændingen over zenerdioden næsten holdes konstant (stiger kun ganske lidt).

Dermed er variationer i indgangsspændingen dæmpet betydeligt på udgangen.

Stabiliseringsformen anvendes kun, hvor der stilles krav om en stabil spænding ved et relativt lille og konstant forbrug.

2.2 Seriestabilisering

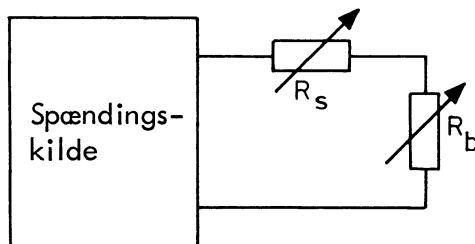
Seriestabilisering anvendes, hvor der ønskes en stabil spænding ved meget varierende strømforbrug.



R_b symboliserer den varierende belastning.

Ved en ustabiliseret netdel vil spændingen over R_b variere med strømforbruget.

Indskydes nu en "serieregulator" i form af en variabel modstand R_s , kan udgangsspændingen (U_{Rb}) holdes konstant ved efterregulering af R_s .

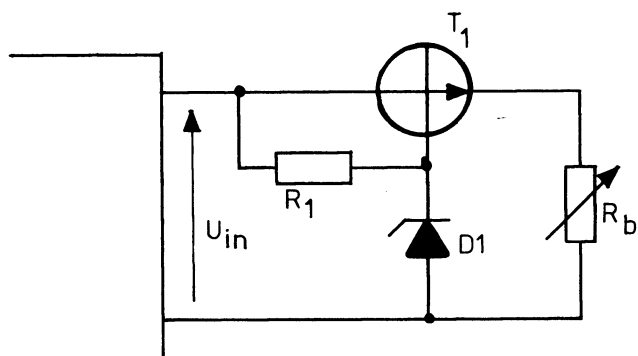


Princippet ved seriestabilisering er altså, at der indskydes en serie-regulator, som lukker lidt mere op for strømmen, hvis udgangsspændingen falder og lukker lidt ned for strømmen, hvis spændingen stiger. Herved holdes udgangsspændingen konstant.



3. STABILISERET SPÆNDINGSFOR- SYNING

3.1 Diagram



3.2 Virkemåde

Emitterfølgerstabiliseringen virker på samme måde som zenerdiode-stabiliseringen bortset fra, at strømmen gennem zenerdioden er reduceret med $h_{FE} + 1$.

Antager vi, at U_{in} er konstant, vil strømmen gennem R_1 være konstant. En reduktion af belastningsstrømmen vil nedsætte basisstrømmen, men strømmen gennem zenerdioden vil derved stige, da spændingen på basen vil prøve at stige.

Summen af strømmene $I_B + I_Z$ er næsten konstant.

Zenerdiodespændingen og dermed basespændingen ændres kun lidt.

$$\Delta U_B = \Delta I_Z \times r_d,$$

hvor r_d er diodens dynamiske modstand.

Udgangsspændingen ændrer sig mere end basespændingen på grund af basis-emitterspændingen.

Ved meget små belastningsstrømme regulerer enheden ikke så godt, da basis-emitterspændingen ændrer sig meget ved små strømme.

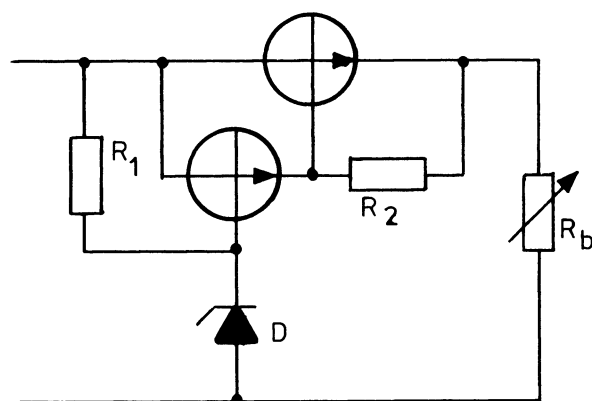
Dette kan dog afhjælpes ved at montere en fast modstand på udgangen.

Regulatorens udgangsmodstand bliver

$$R_o = \frac{r_d + h_{ie}}{h_{FE} + 1}$$

3.3 Regulering med darlington

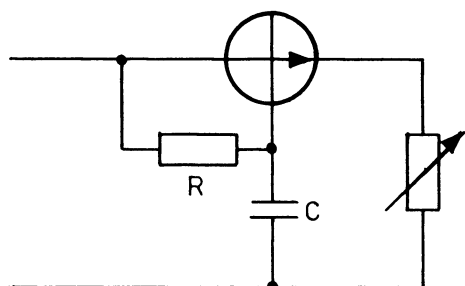
For at udvide reguleringsområdet, kan T_1 udskiftes med en darlington transistor.





3.4 Aktivt filter

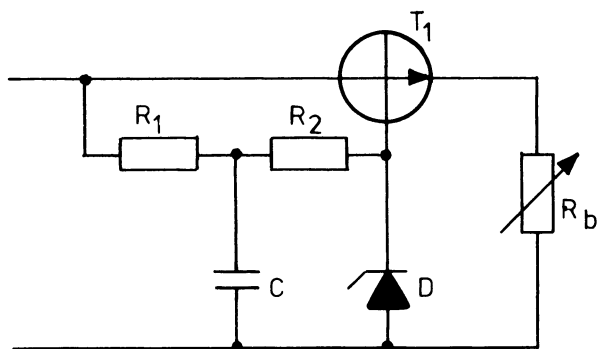
Udskiftes zenerdioden med en kondensator, får man et aktivt filter, der kan nedsætte brummet fra ensretteren.



Brumspændingen på emitteren har samme størrelse som på basen.

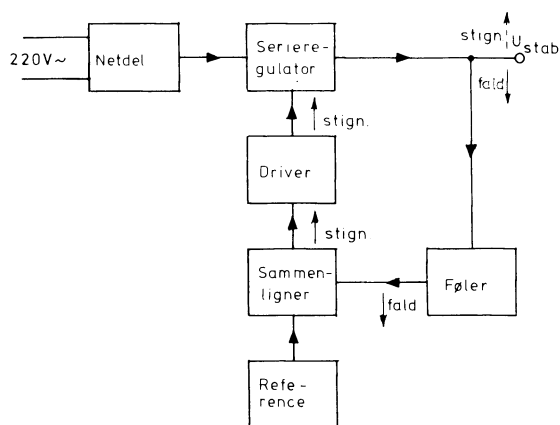
Jævnstrømmen gennem R er $h_{FE} + 1$ gange mindre end strømmen, der løber i belastningen. Derved kan R blive større end i et traditionelt RC filter og dermed også en større filtrering af brumspændingen.

Ofte anvendes en kombination af et aktivt filter og en spændingsregulator.



4. STABILISERET REGULERET SPÆNDINGSFORSYNING

4.1 Blokdiagram



4.2 Virkemåde

Netdelen består af en almindelig ensretter med ladekondensator og leverer en ustabiliseret DC spænding til serieregulator.

Denne åbner og lukker for strømmen, afhængig af om udgangsspændingen er faldende eller stigende.

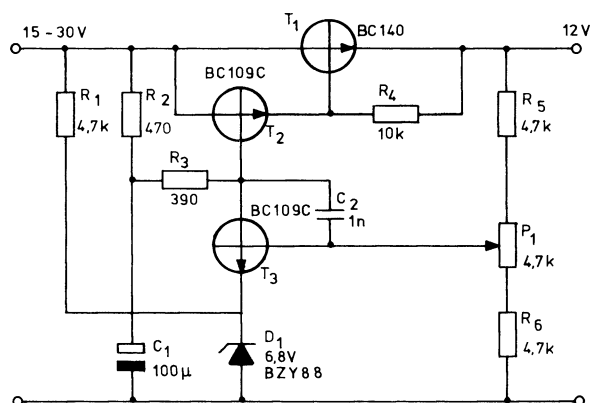
Falder U_{ud} , se pileretningen, på grund af større belastning, vil dette fald føles af følerkredsløbet.

Sammenligner kredsløbet sammenligner nu spændingen fra føleren med en fast referencespænding og afgiver en styrestrøm til driver.

Driver kredsløbet forstærker nu denne styrestrøm, som forårsager, at serietransistoren lukker lidt mere op, hvorved udgangsspændingen igen stiger og dermed er blevet stabiliseret.



4.3 Diagram



4.4 Funktion

Variationer i udgangsspændingen overføres ved hjælp af følerkredsløbet R_5 , P_1 og R_6 til basis af sammenlignertransistoren T_3 .

T_3 har en zenerdiode, D_1 , indskudt i emitteren.

Ved hjælp af R_1 holdes en stor strøm igennem D_1 , som desuden gennemløbes af strømmen i T_3 .

Da spændingen over en zenerdiode er meget nær konstant, fastholdes spændingen på T_3 's emitter, uanset strømmen i den.

Zenerspændingen er altså reference.

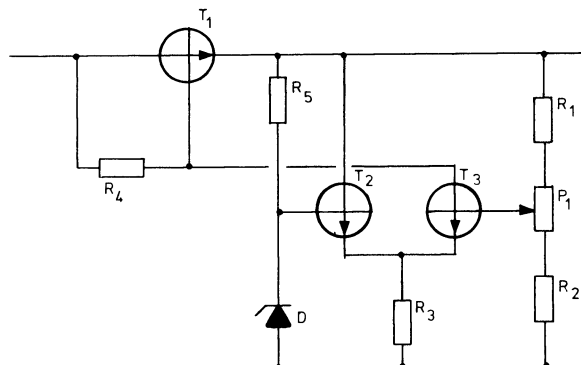
Falder U_{ud} , vil T_3 's basisspænding også falde.

Transistoren trækker mindre strøm, og spændingen på kollektoren stiger og dermed T_2 's basisspænding, der nu trækker større strøm.

En del af emitterstrømmen i T_2 bruges som basisstrøm for T_1 , og T_1 vil således trække større strøm med det resultat, at udgangsspændingen igen stiger.

C_2 har til opgave at fjerne selvsving.

4.5 Eksempel med differentialforstærker



T_1 og T_2 udgør en differentialforstærker, der virker som sammenligner- og forstærkerenhed i ét.

Antages det, at spændingen på udgangen begynder at stige på grund af mindre belastning eller, at indgangsspændingen stiger, vil spændingen på basen af T_1 stige over referencespændingen, og T_1 vil trække en større strøm.

Når T_1 trækker mere strøm, falder basisstrømmen til T_2 , hvorved den forsøger at nedregulere udgangsspændingen eller rettere sagt prøver at holde udgangsspændingen konstant.

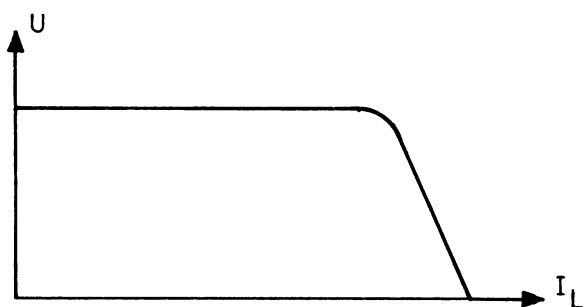


5. STRØMBEGRÆNSER

5.1 Typer

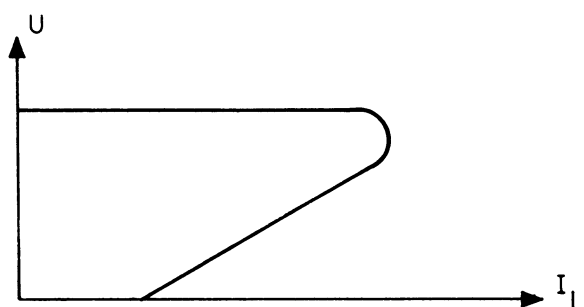
Et problem ved transistorspændingsforsyninger er, at almindelige sikringer ofte ikke er hurtige nok til at beskytte halvlederne enten i spændingsforsyningen eller belastningen.

Problemet løses ofte ved at begrænse spændingsforsyningens maksimale udgangsstrøm, så den ikke overstiger den strøm, halvlederne kan arbejde med.

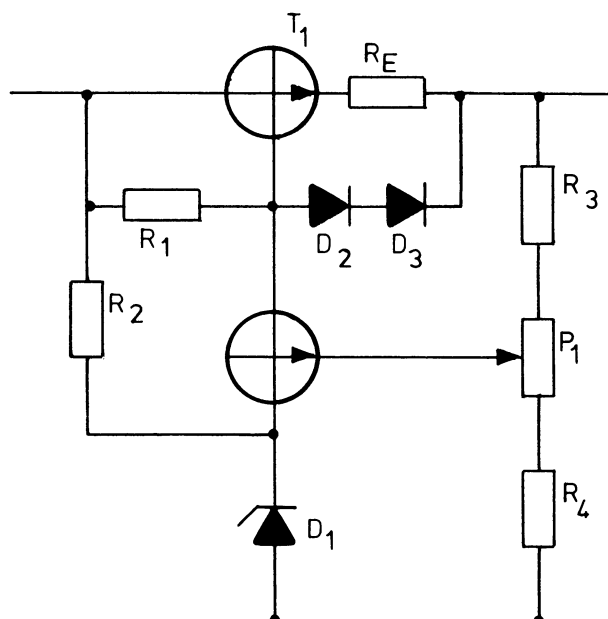


En anden metode til at beskytte halvlederne er at afbryde spændingsforsyningen, når strømmen overstiger en given værdi.

Spændingsforsyningen genindkobles efter, at netspændingen har været afbrudt.



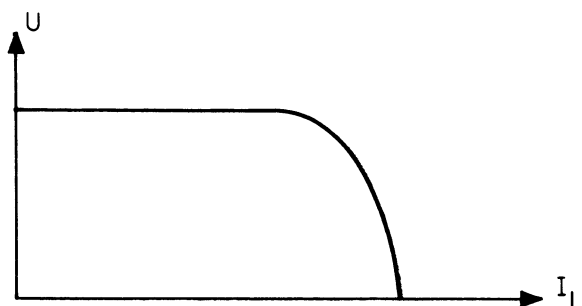
5.2 Begrænser med dioder



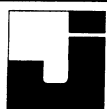
Ved stigende belastning stiger spændingsfaldet over R_E .

Når spændingsfaldet over R_E overstiger 0,5 V, begynder D_2 og D_3 at lede.

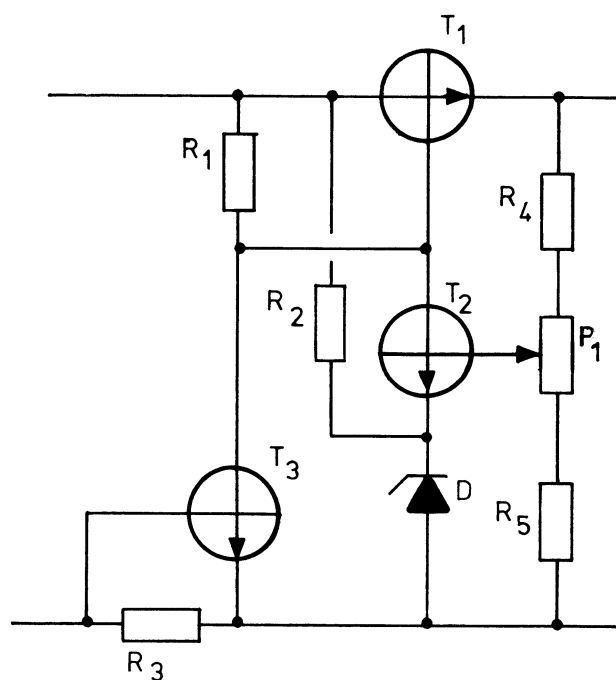
Ved yderligere belastning nedsættes strømmen til basen af T_1 , hvorved reguleringen bortfalder, og udgangsspændingen falder mod nul.



Ved en total kortslutning løber den maksimale strøm gennem T_1 , hvor den største effekt afsættes.



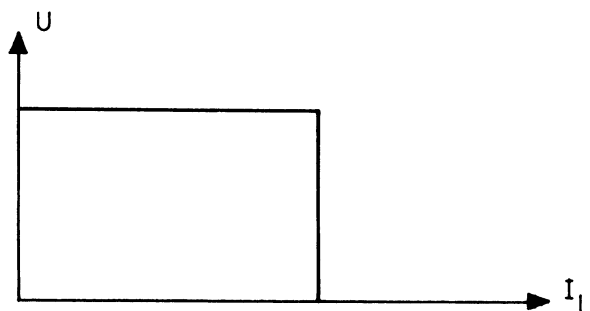
5.3 Begrænser med transistor



T_3 og R_3 virker som strømbegrænser.

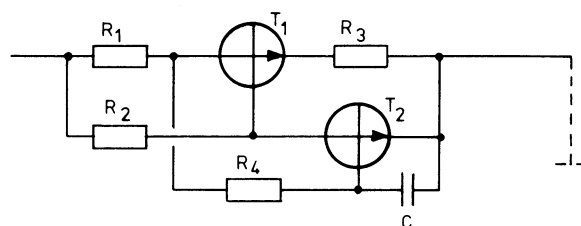
Ved maksimal udgangsstrøm stiger spændingsfaldet over R_3 , så T_3 begynder at lede, hvorved den kortslutter reguleringspændingen fra T_2 .

Da der er forstærkning i T_3 , når den begynder at lede, giver det en hurtigere nedregulering af udgangsspændingen ved for stort forbrug.



Også her afsættes den største effekt i T_1 ved en kortslutning.

5.4 Bistabil begrænser



Kredsløbet består kun af en strømbegrænser og ikke nogen regulering.

I stilling "ON" flyder strømmen gennem R_1 , T_1 og R_3 .

Spændingsfaldet over R_1 er på ca. 2 V. T_1 er i mætning, da R_2 er mindre end $h_{FE} \times R_1$.

Ved stigende forbrug stiger spændingsfaldet over R_3 .

Når spændingsfaldet over T_1 og R_3 overstiger ca. 0,5 V, begynder T_2 at lede, hvorved T_2 fjerner basisstrømmen til T_1 .

Derved styres T_2 yderligere ON og T_1 OFF.

Kredsløbet er nu "OFF".

Den strøm, som kredsløbet nu kan aflevere, er bestemt af R_2 og R_4 . Da disse modstande er meget større end R_1 og R_3 , kan kredsløbet ikke levere ret meget strøm i OFF stilling.

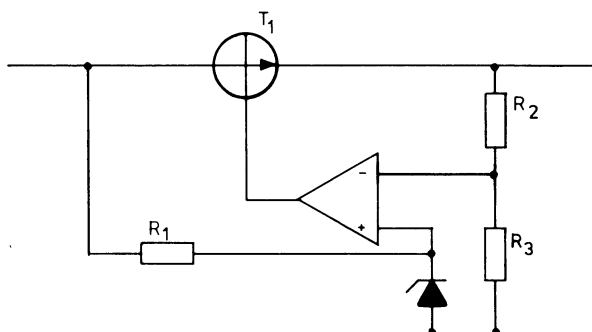
C har til opgave at gøre kredsløbet langsomt, så det ikke vipper i stilling OFF ved et ladestrømstød.

Kredsløbet rettes først efter, at indgangsspændingen har været afbrudt.



6. STABILISERET SPÆNDINGSFOR- SYNING MED IC

6.1 Spændingsforsyning med op. amp.



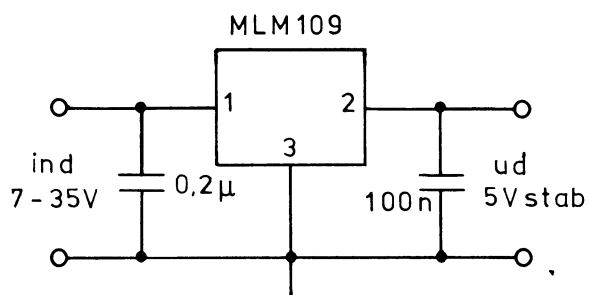
Her virker op. amp.'en som komparator og forstærker.

6.2 Integrerede spændingsforsyninger

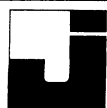
Integrerede spændingsforsyninger kan opdeles i to typer:

- Faste spændingsforsyninger
- Regulerbare spændingsforsyninger

Ved faste spændingsforsyninger anvendes der kun meget få udvendige komponenter.



Ved regulerbare spændingsforsyninger er referencespænding, komparator og regulator integreret. Udvendig skal der kun tilsluttet en spændingsdeler samt nogle stabiliseringskomponenter.



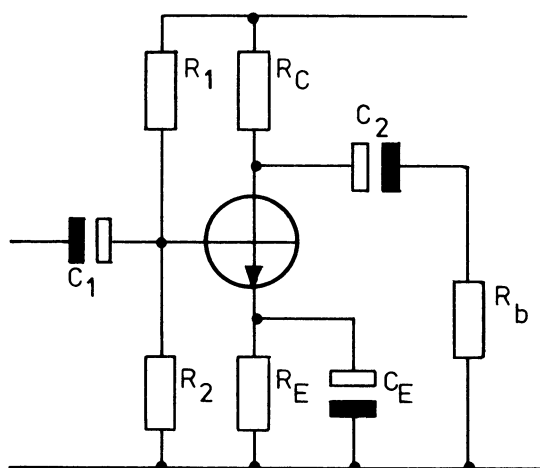
DISPOSITION

1. Transistorens grundkoblinger
2. FET grundkoblinger
3. Eksempel

1. TRANSISTORENS GRUNDKOB- LINGER

1.1 Jordet emitter

Den mest almindelige grundkobling er jordet emitter.



R_E , R_1 og R_2 virker som arbejds-
punktstabilisering overfor tempe-
raturændringer og spredning i tran-
sistorens dc data.

R_C er dc arbejdsmodstand.

C_1 og C_2 er overføringskondensa-
torer.

C_E er afkoblingskondensator.

Indgangsimpedansen af trinnet er
bestemt af parallelforbindelsen af
 R_1 , R_2 og transistorens h_{ie} .

Z_{in} er i størrelsen mellem 1 til
 $10^3 \text{ k}\Omega$.

Trinnets udgangsimpedans bestem-
mes af $1/h_{oe}$ og R_C .

Z_{ud} er ofte alene bestemt af R_C .

Ved tilnærmet beregning kan spæn-
dingsforstærkningen bestemmes ef-
ter formlen:

$$A_U = 40 \times I_E \times (R_C // R_b).$$

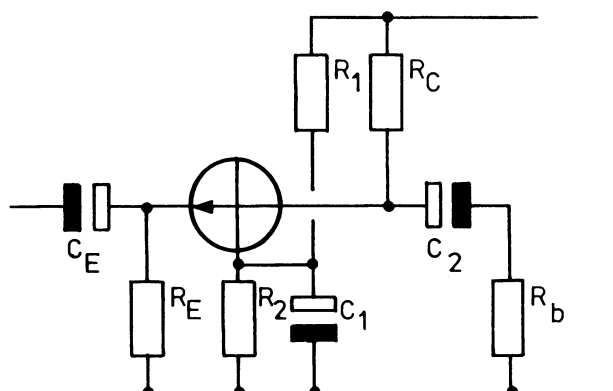
C_1 , C_2 og C_E har alle indflydel-
se på forstærkerens nedre grænse-
frekvens.

Den øvre grænsefrekvens er be-
stemt af transistoren f_β , R_C og
 R_b sammen med transistorens ka-
paciteter og spredningskapaciteter.

f_β er den frekvens, hvor strømfor-
stærkningen for transistoren er fal-
det 3 dB.



1.2 Jordet base



R_1 , R_2 og R_E giver arbejdspunktstabilisering.

R_C er dc arbejdsmodstand.

C_E og C_2 er overføringskondensatorer.

C_1 er afkoblingskondensator.

Trinnets Z_{in} består af parallelforbindelsen R_E og transistorens h_{ib} , der tilnærmeth kan beregnes efter formelen

$$Z_{in} = \frac{1}{40 \times I_E}.$$

Z_{ud} bestemmes af R_C .

Spændingsforstærkningen beregnes tilnærmeth efter formelen

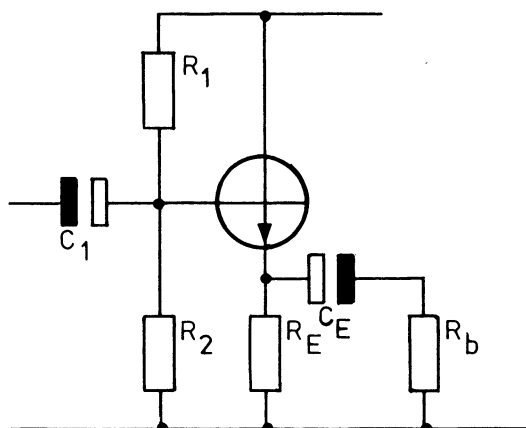
$$A_U = 40 \times I_E \times (R_C // R_b).$$

C_1 , C_2 og C_E har indflydelse på forstærkerens nedre grænsefrekvens.

Den øvre grænsefrekvens er bestemt af $R_C // R_b$ og spredningskapaciteter samt af f_T , der er strømforstærkningen gange med f_β for transistoren.

Opstillingen anvendes sjældent til LF, men finder stor anvendelse i UHF området på grund af f_ϕ samt indgangsimpedansen.

1.3 Jordet kollektor, emitterfølger



R_1 , R_2 og R_E giver arbejdspunktstabilisering.

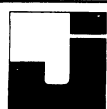
R_E er dog samtidig dc arbejdsmodstand.

Z_{in} er $R_1 // R_2$ parallel med $(h_{fe} + 1) \times (R_E // R_b)$.

$$Z_{ud} \text{ er tilnærmeth } \frac{1}{40 \times I_E // R_E}$$

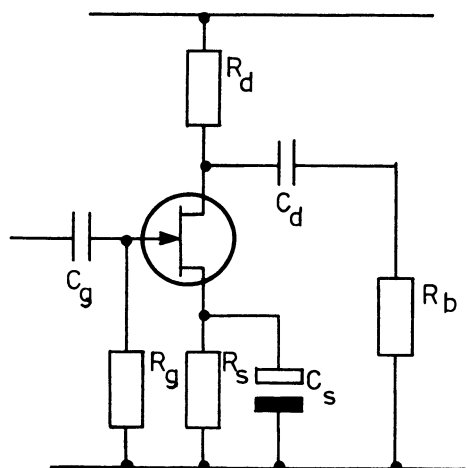
Spændingsforstærkningen er lidt mindre end 1.

$$Z_u \approx \frac{1}{40 \times I_E} // R_E$$



2. FET GRUNDKOBLINGER

2.1 Jordet source



R_s giver gate-source forspænding og stabiliserer derved overfor spredning af data for FET'en.

R_g giver dc forbindelse til sourcen.

R_d er dc arbejdsmodstand.

C_g og C_d er overføringskondensatorer.

C_s er afkoblingskondensator.

Indgangsimpedansen er bestemt af R_g .

Udgangsimpedansen er bestemt af R_d .

Spændingsforstærkningen beregnes efter formelen

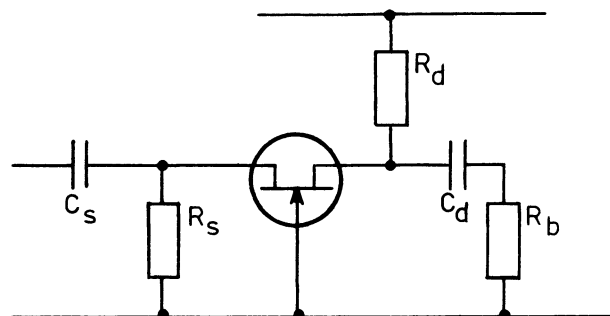
$$A_U = g_m \times R_d // R_b,$$

hvor g_m er FET'ens stejlehed i arbejdspunktet.

C_g , C_d og C_s bestemmer den nedre grænsefrekvens.

Den øvre grænsefrekvens bestemmes af $R_d // R_b$ og FET'ens udgangskapacitet samt af R_G og FET'ens indgangskapacitet.

2.2 Jordet gate



R_s giver gate-source forspænding.

R_d er dc arbejdsmodstand.

C_s og C_d er overføringskondensatorer og bestemmer den nedre grænsefrekvens.

Z_{in} bestemmes af $R_s // \frac{1}{g_m}$

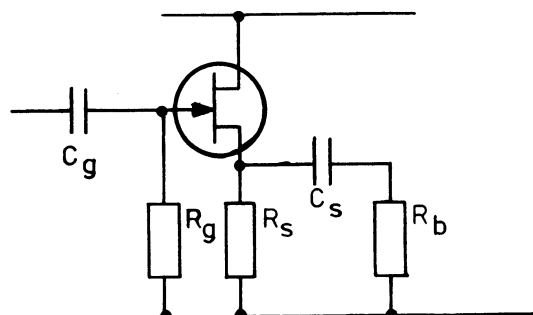
Z_{ud} bestemmes af R_d .

Spændingsforstærkningen beregnes efter formelen:

$$A_U = g_m \times (R_d // R_b).$$

Den øvre grænsefrekvens bestemmes af $R_d // R_b$ og FET'ens gate-drain kapacitet.

2.3 Jordet drain, source følger



R_s giver gate-source forspænding og er samtidig dc arbejdsmodstand.

R_g skaber dc forbindelse fra gaten og retur til source.

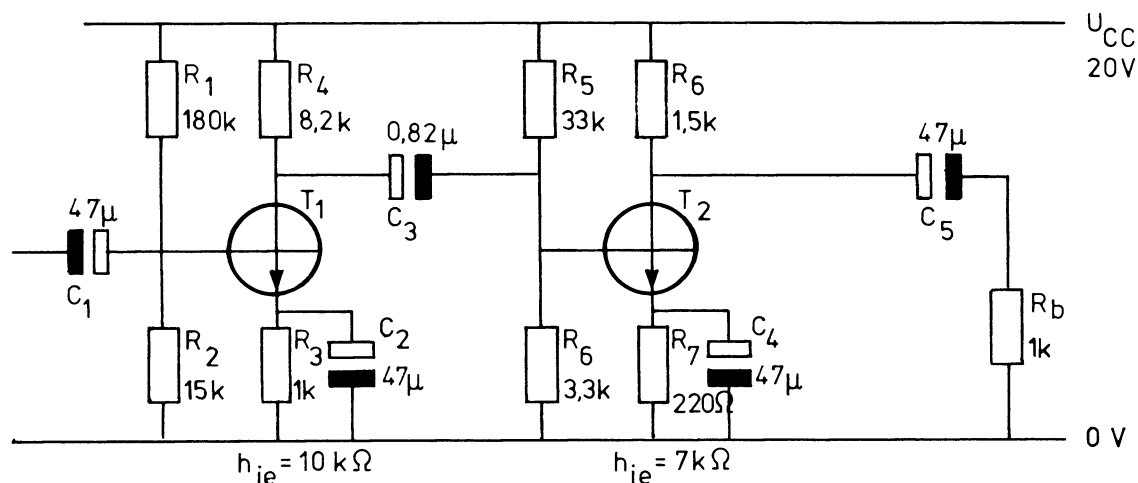
C_g og C_s er overføringskondensatorer og er bestemmende for den nedre grænsefrekvens.

Spændingsforstærkningen er lidt mindre end 1.



3. EKSEMPEL

3.1 Diagram



3.2 Dc beregning

Basisspændingen på T_1 beregnes:

$$U_{B1} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20 \frac{15k}{180k + 15k} = \underline{1,5 \text{ V}}$$

Emitterspændingen er ca. 0,5 V lavere for en siliciumtransistor og 0,2 V lavere for en germaniumtransistor:

$$U_{E1} = U_B - 0,5 = 1,5 - 0,5 = \underline{1 \text{ V}}$$

Emitterstrømmen og dermed også kollektorstrømmen beregnes:

$$I_{E1} = \frac{U_E}{R_3} = \frac{1}{1k} = \underline{1 \text{ mA}}$$

Kollektorspændingen beregnes:

$$U_C = U_{CC} - (I_E \times R_C) = 20 - (1m \times 8,2k) = \underline{11,8 \text{ V}}$$

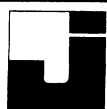
Dc spændingerne på T_2 beregnes efter samme metode:

$$U_{B2} = U_{CC} \frac{R_6}{R_5 + R_6} = 20 \frac{3,3k}{33k + 3,3k} = \underline{1,8 \text{ V}}$$

$$U_{E2} = U_{B2} - 0,5 = 1,8 - 0,5 = \underline{1,3 \text{ V}}$$

$$I_{E2} = \frac{U_{E2}}{R_7} = \frac{1,3}{220} = \underline{6 \text{ mA}}$$

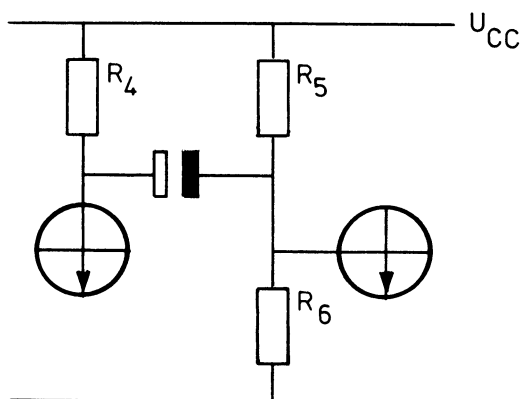
$$U_C = U_{CC} - (I_E \times R_C) = 20 - (6m \times 1,5k) = \underline{11 \text{ V}}$$



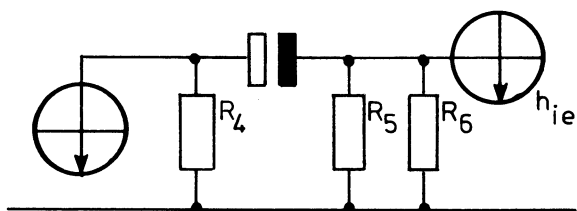
3.3 Ac beregning

For at beregne forstærkningen må belastningen af hver enkelt trin kendes.

T_1 belastes af R_4 , R_5 , R_6 og h_{ie} for T_2 .



Alle belastningsmodstandene ligger i parallel, da forsyningsspændingen og stel vekselspændingsmæssigt er kortslettet.



Belastningsmodstanden for T_1 beregnes:

$$R_{b1} = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{ie}}}$$

$$\frac{1}{R_{b1}} = \frac{1}{8,2k} + \frac{1}{33k} + \frac{1}{3,3k} + \frac{1}{7k}$$

$$R_{b1} = 1,7 \text{ k}\Omega$$

Forstærkningen i T_1 beregnes:

$$A_{U1} = 40 \times I_{E1} \times R_{b1} =$$

$$40 \times 1\text{m} \times 1,7k = 67 \text{ gg}$$

$$A_U \text{ i dB} = 20 \times \log A_{U1} =$$

$$20 \times \log 67 = \underline{37 \text{ dB}}$$

Belastningen på T_2 :

$$R_{b2} = \frac{1}{\frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_b}} = \frac{1}{\frac{1}{1,5k} + \frac{1}{1k}}$$

$$\underline{600 \Omega}$$

Forstærkningen i T_2 beregnes:

$$A_{U2} = 40 \times I_{E2} \times R_{b2} =$$

$$40 \times 6\text{m} \times 600 = 144 \text{ gg}$$

$$\text{dB} = 20 \times \log A_{U2} =$$

$$20 \times \log 144 = \underline{43 \text{ dB}}$$

Forstærkningen i hele forstærkeren er i dB:

$$A_U = A_{U1} + A_{U2} = 37 + 43 =$$

$$\underline{80 \text{ dB}}$$

3.4 Kommentarer

De beregnede værdier er retningsgivende og er kun en håndregel, der kan anvendes i forbindelse med fejlfinding.

For at forstærkningsberegningen nogenlunde skal passe med målte værdier, skal målingen foregå ved en frekvens, hvor alle overføringskondensatorer og emitterafkoblinger kan betragtes som kortsluttede; desuden skal målefrequensen være under forstærkerens øvre grænsefrekvens.





DISPOSITION

1. Definition
2. Modkoblingsmetode
3. Forstærkning i den modkoblede forstærker
4. Indgangsmodstandens påvirkning af modkobling
5. Udgangsmodstandens påvirkning af modkobling
6. Forvrængning ved modkobling
7. Grænsefrekvenser
8. Ustabilitet
9. Diagrameksempler

1. DEFINITION

En modkoblet forstærker er en forstærker, hvor en del af udgangssignalet kobles tilbage til indgangen og formindsker det signal, der er tilsluttet indgangen.

1.1 Egenskaber

Det er muligt ved hjælp af modkobling at nedsætte forvrængning, at påvirke indgangs- og udgangsmodstand, samt at få en bedre frekvensgang i forstærkeren.

Disse fordele må man betale for, og betalingen er nedsat forstærkning.

2. MODKOBLINGSMETODE

Modkobling kan foretages på flere måder.

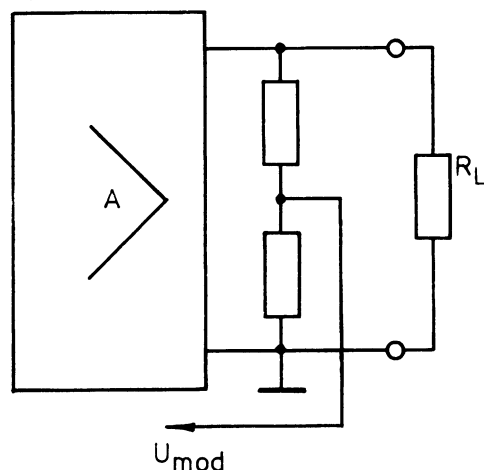
Man skelner mellem disse måder, fordi de har forskellig indflydelse på forstærkerens egenskaber.

Man kan inddele i, hvordan modkoblingssignalet udtages på forstærkerens udgang, og hvordan modkoblingssignalet indføres på indgangen.

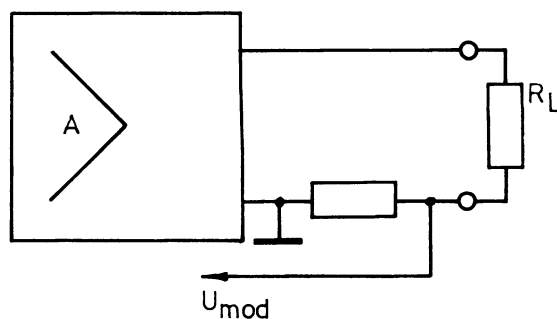
2.1 Frembringelse af modkoblingssignal

På forstærkerens udgang kan det enten være udgangsspændingen eller udgangsstrømmen, der frembringer modkoblingssignalet.

Hvis modkoblingssignalet udtages parallelt med forstærkerens udgangssignal, kaldes det spændingsmodkobling.

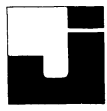


Hvis modkoblingssignalet udtages i serie med udgangssignalet, kaldes det strømmodkobling.



Prøve:

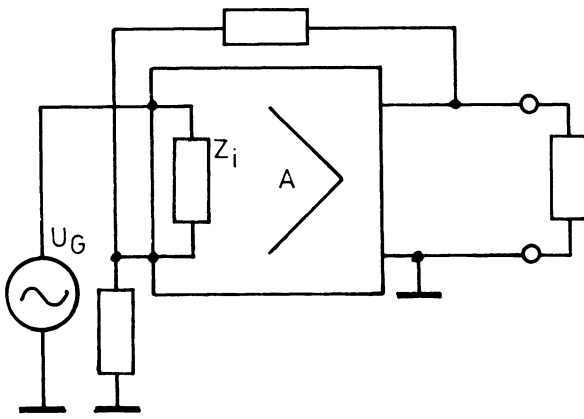
Ved en kortslutning af belastningen, vil spændingsmodkoblingen forsvinde, medens strømmodkoblingen vil forstærkes.



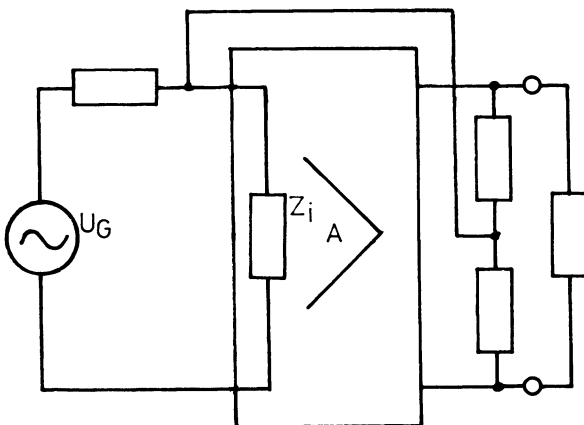
2.2 Indføring af modkoblingssignal

På indgangssiden kan modkoblingssignalet indføres enten i serie eller i parallel med indgangssignalet.

Hvis det tilbagekoblede signal indføres i serie med indgangssignalet, kaldes det seriemodkobling.



Hvis det tilbagekoblede signal indføres i parallel med indgangssignalet, kaldes det parallelmodkobling.



2.3 Kombinationer af modkobling

Frembringelse af modkoblingssignalet og indføring af modkoblingssignal giver fire kombinationsmuligheder:

1. Spændings-serie modkobling
2. Strøm-serie modkobling
3. Spændings-parallel modkobling
4. Strøm-parallel modkobling

3. FORSTÆRKNING I DEN

MODKOBBLEDE FORSTÆRKER

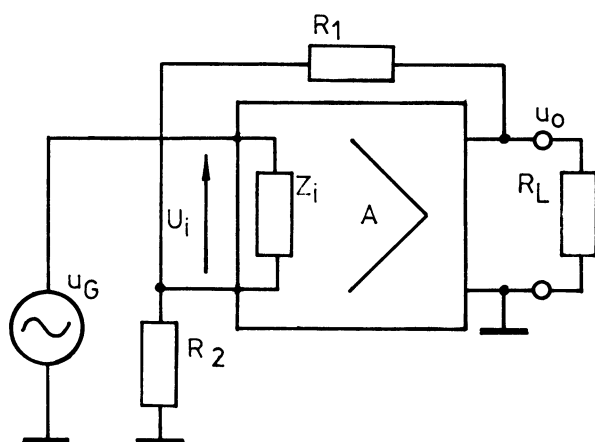
3.1 Benævnelser

I forbindelse med modkobling anvendes følgende udtryk:

- A = forstærkning uden modkobling
- A' (A mærke) = forstærkning med modkobling
- β = modkoblingsfaktoren, den del af udgangssignalet, der føres tilbage til indgangen.
- M = modkoblingsgraden fortæller, hvor mange gange mindre forstærkningen bliver med modkobling



3.2 Forstærkning og modkoblingsgrad



Udgangsspændingen spændingsdeles af R_1 og R_2 , modkoblingspændingen fås over R_2 .

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$A' = \frac{u_o}{u_G}$$

$$a. u_o = u_i \times A$$

$$b. u_i = u_G - \beta \times u_o$$

b indsat i a giver:

$$u_o = (u_G - \beta u_o)A$$

$$u_o = Au_G - A\beta u_o$$

$$u_o + A\beta u_o = Au_G$$

$$u_o (1 + \beta A) = Au_G$$

heraf fås:

$$A' = \frac{u_o}{u_G} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Modkoblingsgraden M:

$$M = \frac{A}{A'} = 1 + \beta A$$

3.3 Stabilisering af A'

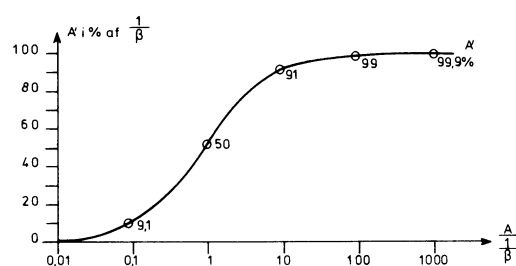
Ved betragtning af modkoblingsligningen

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A}$$

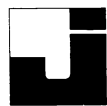
ses, at $\beta A \gg 1$ kan omskrives til følgende simple udtryk:

$$A' \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta}$$

Det viser sig altså, at blot A er meget større end $1/\beta$, vil A' nærme sig $1/\beta$ og være uafhængig af den umodkoblede forstærkning A . Nedenstående koordinatsystem viser sammenhængen mellem A' og βA .



3A

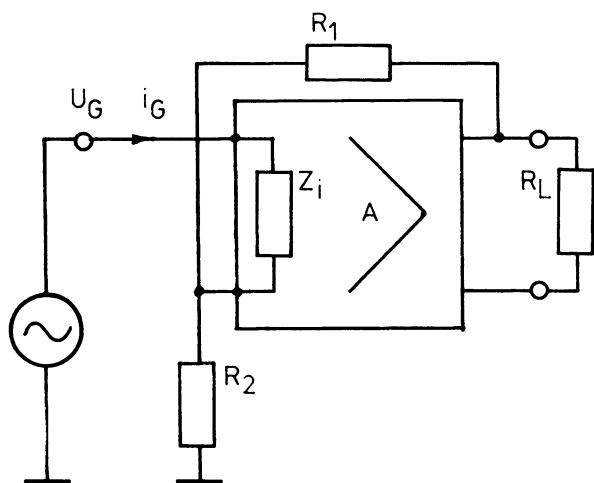


4. INDGANGSMODSTANDENS

PÅVIRKNING AF MODKOBLING

4.1 Seriemodkobling

Den modkoblede forstærkers indgangsimpedans Z_i' er lig med den modstand, generatoren føler sig belastet af.



Ved seriemodkobling bliver Z_i' større end indgangsimpedansen uden modkobling.

$$Z_i' = \frac{u_G}{i_G}$$

Strømmen, der trækkes fra generatoren, kan findes ved hjælp af u_{Z_i} og Z_i .

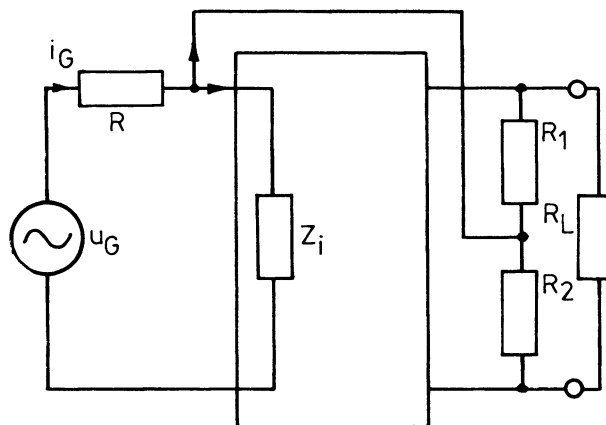
$$u_{Z_i} = u_G - u_o \times \beta$$

Regnes der videre på dette fås:

$$Z_i' = Z_i (1 + \beta A) = Z_i \times M$$

4.2 Parallelmodykobling

Ved parallelmodykobling er den modkoblede forstærkers indgangsimpedans, Z_i' , mindre end indgangsimpedansen uden modkobling.



Den strøm, der trækkes fra generatoren, kan findes ved hjælp af spændingen over R.

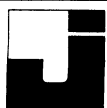
På den ene side af R er spændingen u_G , på den anden side af R er spændingen βu_o , men i modfase.

Dette betyder, at spændingsforskellen over R er større end uden modkobling. Dette giver en større strøm gennem R.

Der trækkes en større strøm fra generatoren, hvilket betyder, at den modkoblede forstærkers indgangsmodystand er faldet.

Ved parallelmodykobling kan det beregnes, at

$$Z_i' = \frac{Z_i}{1 + \beta A} = \frac{Z_i}{M}$$

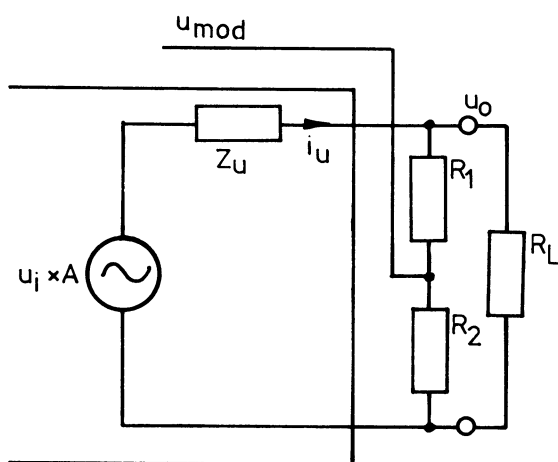


5. UDGANGSMODSTANDENS

PÅVIRKNING AF MODKOBLING

5.1 Spændingsmodkobling

Ved spændingsmodkobling er den modkoblede forstærkers udgangs-impedans, Z_U' , mindre end udgangs-impedansen uden modkobling.



Udgangs-impedansen kan findes ved hjælp af tomgangsspænding og kortslutningsstrøm.

Tomgangsspændingen er:

$$u_T = A' \times u_G$$

Når udgangen kortsluttes, forsvinder modkoblingen, og i_K kan findes som:

$$i_K = \frac{u_G \times A}{Z_U}$$

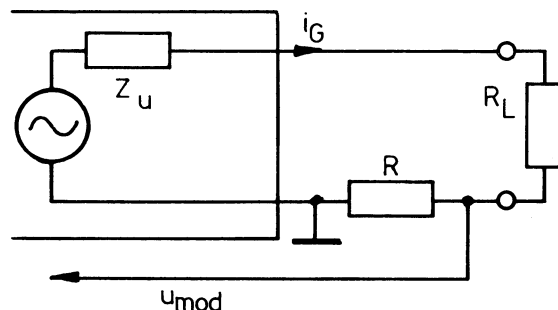
heraf findes:

$$Z_U' = \frac{u_T}{i_K} = Z_U \times \frac{A'}{A}$$

$$Z_U' = \frac{Z_U}{1 + \beta A} = \frac{Z_U}{M}$$

5.2 Strømmodkobling

Ved strømmodkobling er den modkoblede forstærkers udgangs-impedans, Z_U' , større end udgangs-impedansen uden modkobling.



Udgangs-impedansen kan findes ved hjælp af kortslutningsstrøm og tomgangsspænding.

Tomgangsspændingen vil være stor, $u_G \times A$, idet der ingen modkobling er.

Kortslutningsstrømmen vil være lav, idet der modkobles med den fulde udgangsspænding; herved bliver $A' \sim 1$, og den afgivne strøm lav.

En stor tomgangsspænding og lav kortslutningsstrøm giver en stor Z_U' .

Z_U' kan beregnes til:

$$Z_U' = Z_U (1 + \beta A) = Z_U \times M$$



6. FORVRÆNGNING VED

MODKOBLING

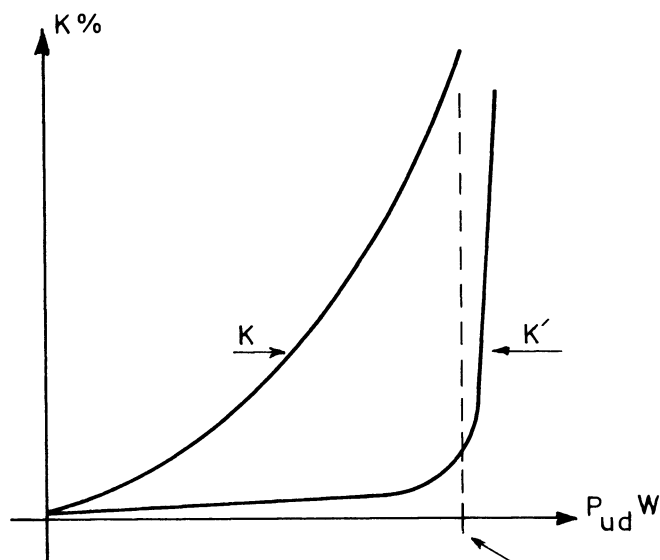
Når der modkobles, nedsættes forstærkerens forvrængning med M .

$$K' \% = \frac{K \%}{M};$$

$K\%$ = forstærkerens TDH procent uden modkobling

THD = total harmonisk forvrængning

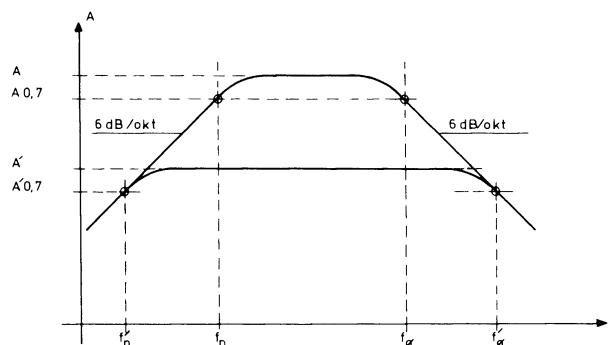
Dette gælder, så længe forstærkeren ikke er overstyret, hvilket ses af følgende skitse.



7. GRÆNSEFREKVENSER

Hvis vi betragter en umodkoblet forstærkers frekvenskarakteristik, kan den for eksempel have følgende udseende:

Den har den umodkoblede forstærkning A og grænsefrekvenserne f_n og f_ϕ og båndbredden $(f_\phi - f_n)$ Hz.



Hvis forstærkeren modkobles M gange, falder A til

$$A' = \frac{A}{M}.$$

Samtidig rykker f_n og f_ϕ ned henholdsvis op til f_n' og f_ϕ' , der beregnes som:

$$f_n' = \frac{f_n}{M}$$

$$f_\phi' = f_\phi \times M$$

7.1 Forstærkning x båndbredde

Det kan vises, at forstærkningen gange båndbredden er et konstant tal for en given forstærker.

Dette betyder, at der må ofres nogen forstærkning, når man ønsker større båndbredde.

$$A (f_\phi - f_n) = A' (f_\phi' - f_n')$$



8. USTABILITET

I alle forstærkere udsættes signalet for fasedrejning.

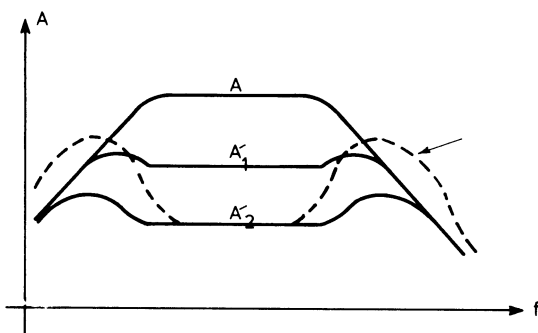
Fasedrejningen er normalt størst for de frekvenser, der dæmpes mest, altså omkring øvre og nedre grænsefrekvens.

Fasedrejningen kan være så stor, at nogle frekvenser kommer tilbage til indgangen i medfase, hvilket kaldes medkobling.

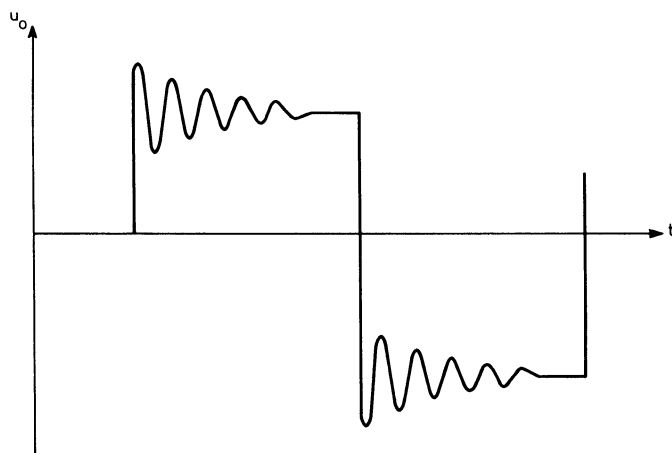
Det medkoblede signal giver anledning til ulinearitet på frekvensgangen.

Er det medkoblede signal tilstrækkelig stort, kan forstærkeren gå i sving.

At en drejning finder sted, kan ses på de pukler, frekvenskarakteristikken kan have i enderne.



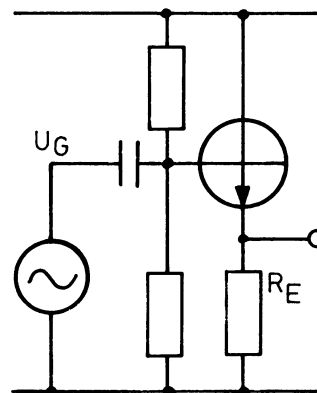
Påtrykkes en firkantspænding til en forstærker med en begyndende ustabilitet, vil udgangsspændingen have ringninger i toppen.



9. DIAGRAMEKSEMPLER

9.1 Emitterfølger

Emitterfølgeren har spændings-serie modkobling.



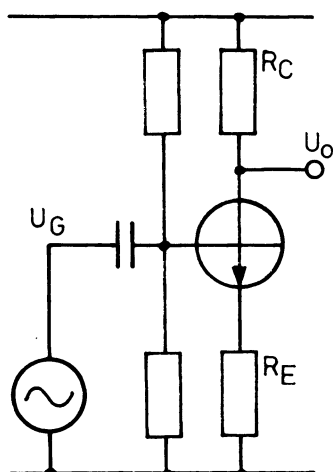
Der modkobles med hele udgangssignalet.

$$R_i' \sim (R_E \times h_{fe}) + h_{ie}$$

$$R_u' \sim \frac{R_E}{h_{fe}}$$



9.2 Forstærker med uafkoblet emitter



Forstærkeren har strøm-serie modkobling

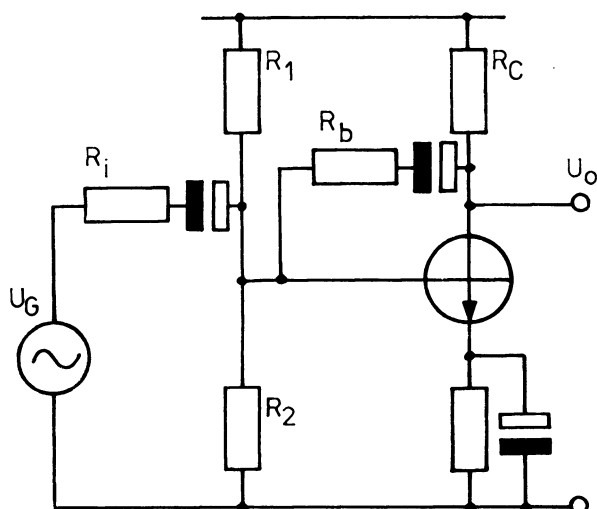
$$\beta = \frac{R_E}{R_C}$$

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A}$$

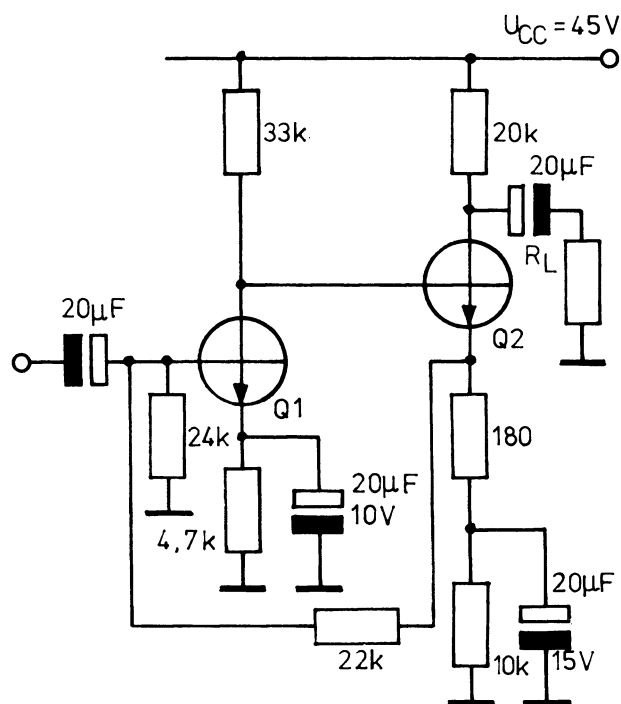
Hvis produktet βA er rimelig stort, dvs. større end 10, kan man se bort fra 1-tallet i formelen og får

$$A' = \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_C}{R_E}$$

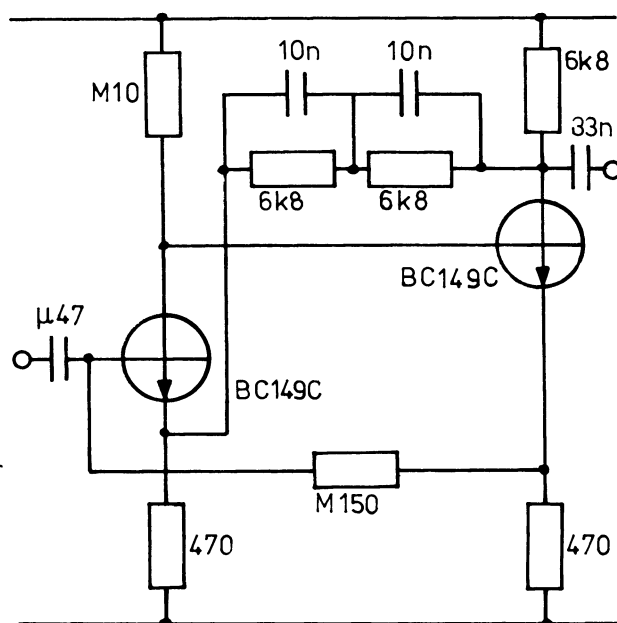
9.3 Forstærker med spændings-parallel modkobling



9.4 Forstærker med kombination af strøm-serie og strøm-parallel modkobling



9.5 Forstærker med kombination af spændings-serie modkobling og strøm-parallel modkobling

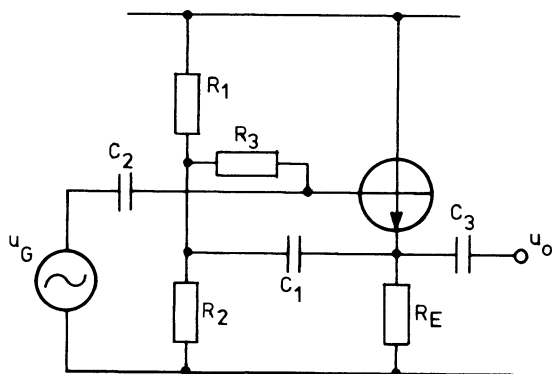




DISPOSITION

1. Principdiagram
2. Virkemåde
3. Boot-strap i effektforstærker

1. PRINCIPDIAGRAM

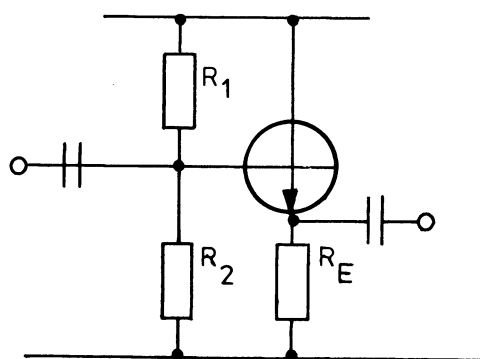


2. VIRKEMÅDE

2.1 Indgangsimpedans

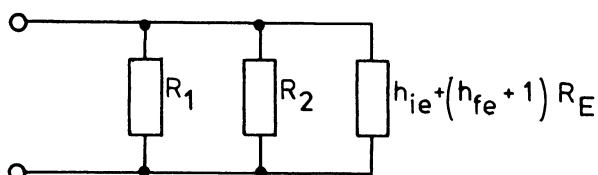
Fra emitterfølgeren er det kendt, at indgangsimpedansen for selve transistoren er $h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E$.

Parallelt med transistorens indgangsmodstand sidder de to basismodstande i parallel.



Den samlede indgangsimpedans er da:

$$R_1 // R_2 // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E]$$



Det kan ses, at indgangsimpedansen begrænses af R_1 og R_2 .

For at hæve indgangsimpedansen, kan anvendes en teknik kaldet boot-strapping.

Boot-strapping = at løfte sig op i støvlestropperne (Münchhausen).

Princippet ses i pkt. 1.

I kredsløbet er C_1 en DC spærrekondensator med en betydningsløs reaktans ved den laveste generatorfrekvens.

Udgangsspændingen tilføres derfor punktet mellem R_1 , R_2 og R_3 .

AC spændingen over R_3 er da forskellen mellem u_g og u_o .

I en transistor med stor strømforstærkning er forskellen mellem de to spændinger meget lille, hvorfor der løber en meget lille strøm gennem R_3 .

$$i_{R_3} = (u_g - u_o) / R_3$$

Den effektive modstand er da:

$$R_3' = \frac{R_3 \times u_g}{u_g - u_o}$$

eller

$$R_3' = \frac{R_3}{1 - A_U},$$

hvor A_U = spændingsforstærkningen i trinnet.

Den samlede indgangsimpedans for trinnet bliver:

$$Z_{in} = [R_3' + (R_1 // R_2)] // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E]$$

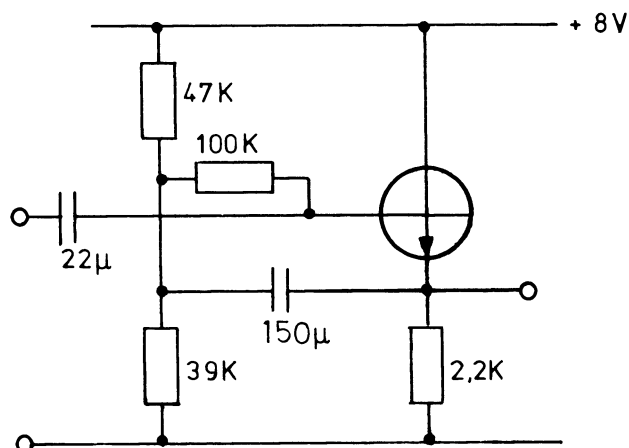
eller tilnærmet:

$$Z_{in} = R_3' // h_{fe} \times R_E$$



2.2 Eksempel

For transistoren oplyses, at $h_{fe} = 250$, find indgangsimpedansen.



For at finde R_3' skal spændingsforstærkningen findes:

$$A_U = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} = \frac{250}{251} = 0,996$$

$$R_3' = \frac{R_3}{1 - A_U} = \frac{100k}{1 - 0,996} = 25 \text{ M}\Omega.$$

Indgangsimpedansen for transistoren:

$$h_{fe} \times R_E = 250 \times 2,2k = 550k.$$

Den samlede indgangsimpedans:

$$Z_{in} = R_3' // h_{fe} \times R_E$$

$$Z_{in} = 25M // 550k$$

$$\underline{Z_{in} = 538 \text{ k}\Omega.}$$

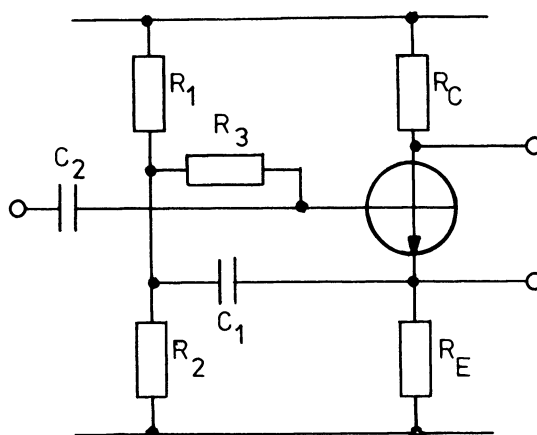
2.3 Tilbagekoblingen

Boot-strap følgeren kan opfattes som et tilbagekoblet kredsløb indeholdende en spændings-serie-modkobling og en spændings-parallell modkobling.

Spændingen over emittermodstanden giver spændings-serien modkobling og dermed højere Z_{in} .

Spændingen over R_2 giver spændings-parallell modkobling og dermed højere Z_{in} .

Ændres opstillingen fra en ren boot-strap følger til en forstærker med boot-strappet indgang, ændres både indgangs- og udgangsimpedans som følge af, at β bliver mindre end 1.

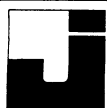


$$\beta = \frac{R_E}{R_C + R_E}$$

Udgangsimpedansen fra kollektoren er lig med R_C .

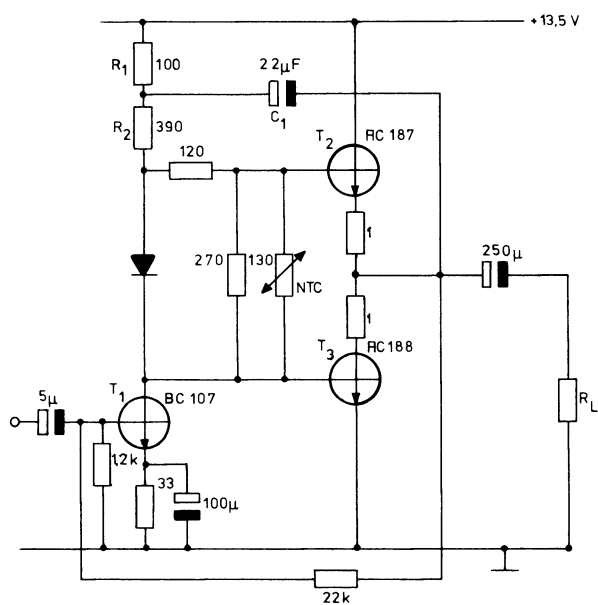
Udgangsimpedans fra emitteren, der er større end ved ren boot-strap følger, bestemmes af β .

Indgangsimpedansen er mindre end ved ren boot-strap følger; mindre modkobling - mindre Z_{in} .



3. BOOT-STRAP I EFFEKTFORSTÆRKER

I effektforstærkere anvendes ofte boot-strapping for at forbedre forstærkerens data.



En yderligere fordel ved koblingen er, at udgangsforstærkeren kan udstyres meget kraftigere, idet det uden boot-strap kan knibe med at skaffe tilstrækkelig basisstrøm til T_2 under kraftige positive halvperioder på basen.

De to udgangstransistorer kan, på grund af koblingen med C_1 , R_1 og R_2 , hver for sig opfattes som en boot-strap følger.

For at kunne strømstyre de to udgangstransistorer, skal baserne "se" ind i en stor impedans, T_1 , R_1 og R_2 virke som basisspændingsdeler til de to emitterfølgere.

Udgangsimpedansen i T_1 er stor, hvorimod $R_1 + R_2$ udgør en lille modstand.

For at gøre $R_1 + R_2$ "større", boot-strappes der fra udgangen.

Signalspændingen er da tilnærmet ens på begge sider af R_2 , hvorved der fås et konstant spændingsfald over R_2 og dermed en "strømgenerator".

Baserne på udgangstransistorer "ser" ind i en høj impedans og strømstyres herved.



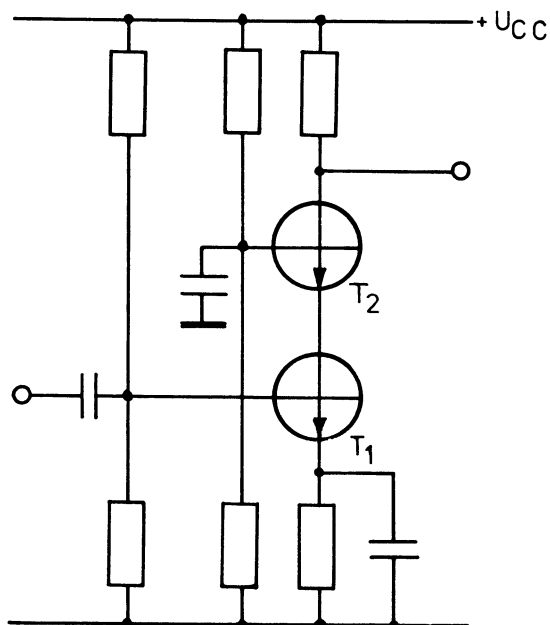


DISPOSITION

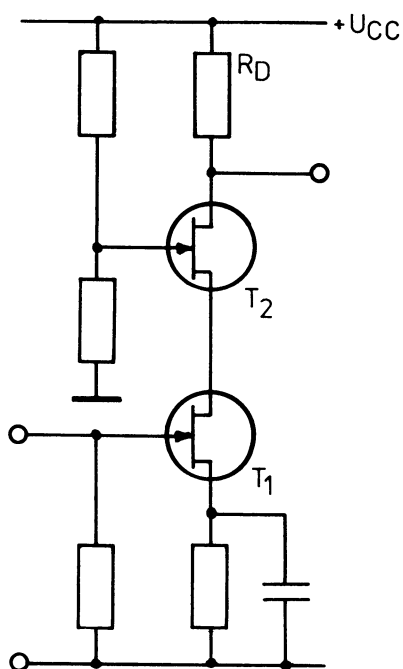
1. Principdiagram
2. Virkemåde

1. PRINCIPDIAGRAM

1.1 Transistorkobling



1.2 FET-kobling



2. VIRKEMÅDE

2.1 Forstærkning

Caskodekoblingen består af to identiske FET koblet i serie.

T_1 er koblet med jordet drain, T_2 med jordet gate.

T_2 's lave indgangsimpedans danner kollektorbelastning for T_1 , herved giver T_1 ingen eller meget ringe forstærkning.

T_1 virker som impedanstilpasningsled mellem den høje indgangsimpedans og T_2 's lave indgangsimpedans.

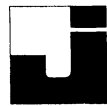
Forstærkningen i T_2 er lig med $g_m \times R_D$.

2.2 Støj

Da T_1 næsten ingen forstærkning har, frembringer den ikke megen egenstøj.

Den egenstøj, der opstår i T_2 , bliver modkoblet meget kraftigt, idet T_1 's udgangsmodstand støjmæssigt virker som en uafkoblet sourcemodstand for T_2 .

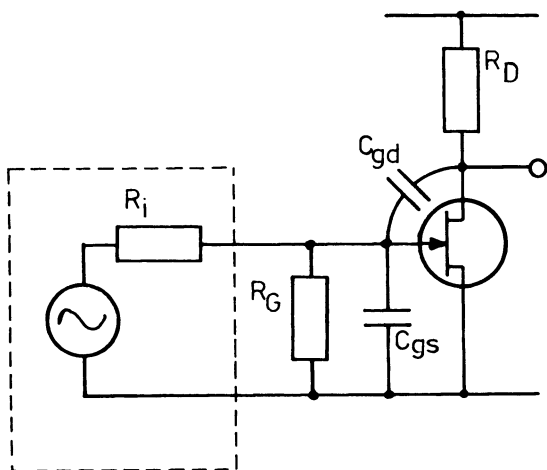
Betragtes opstillingen som et forstærkerelement, vil den frembragte egenstøj være meget ringe i forhold til egenstøjen i andre forstærkertrin med samme forstærkning.



2.3 Miller-effekt

Ved beregning af indgangsimpedans og forstærkning ved høje frekvenser må man tage transistorens indre kapaciteter i betragtning.

C_{gs} er kapaciteten mellem gate-source, og C_{gd} er kapaciteten mellem gate-drain.



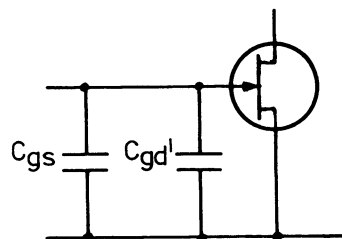
Ved stigende frekvens falder indgangsimpedansen. Herved stiger spændingen over generatorens indre modstand. Transistorens forstærkning falder herved med stigende frekvens.

Det kan se ud, som om indgangsimpedansen bestemmes af R_G og C_{gs} i parallel. Dette er imidlertid ikke tilfældet, idet C_{gd} har stor betydning, fordi den virker som en meget større kapacitet på grund af forstærkningen i trinnet.

Antages det, at generatorspændingen er 0,1 V og trinnets forstærkning $A = 20$ gange, vil drainspændingen stige + 2 V for en øjebliksværdi fra generatoren på - 0,1 V.

Ændringen mellem gate og drain er således 2,1 V. Dermed bliver spændingsændringen over C_{gd} $21 = A + 1$ gange større end spændingsændringen på gaten.

Hvis den øverste ende af C_{gd} var forbundet til stel, skulle C_{gd} kun ændre sin ladning i takt med generatorspændingen; strømmen til denne ladningsændring kan kun komme fra generatoren.



$$C_{gd} = C_{gd} (A + 1)$$

Da spændingsændringen over C_{gd} imidlertid er $A + 1$ gange større end generatorspændingen, og strømmen til denne ladningsændring skal komme fra generatoren, følger generatoren sig belastet af en kapacitet mellem gate og stel,

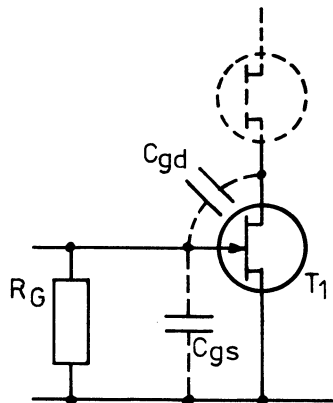
$$C_{gd}' = C_{gd} (A + 1)$$

Dette fænomen kaldes Miller-effekt.



2.4 Indgangsimpedans og frekvensgang

Ved anvendelse af caskodekoblingen bliver indgangskapaciteten meget lille.



Forstærkningen i T_1 er ca. en gang. Herved bliver C_{gd} 's bidrag til den samlede indgangskapacitet meget lille på grund af den meget lille Miller-effekt.

Koblingen vil have en meget høj f_ϕ på grund af den lave indgangskapacitet og den meget lave impedans imellem T_1 og T_2 .



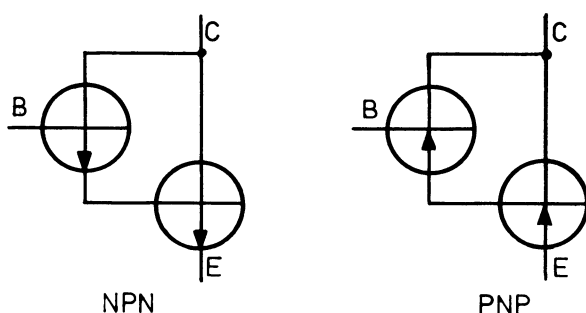
DISPOSITION

1. Symbol og grundkobling
2. Virkemåde

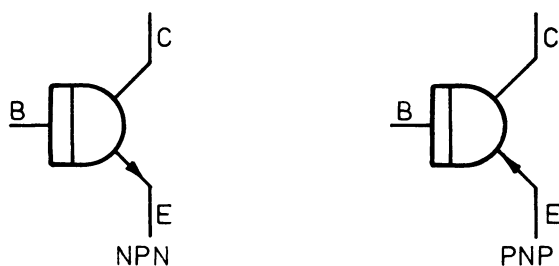
1. SYMBOL OG GRUNDKOBLING

Darlingtonkoblingen er opbygget af to transistorer.

Når koblingen er diskret opbygget, er grundkoblingen:

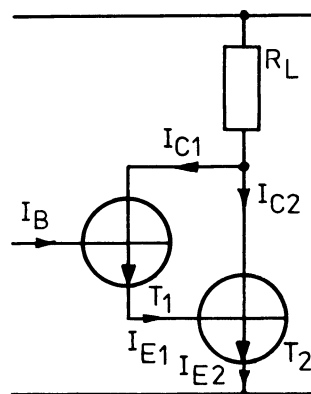


Når koblingen er integreret opbygget, tegnes symbolerne:



2. VIRKEMÅDE

2.1 Strømførstærkning

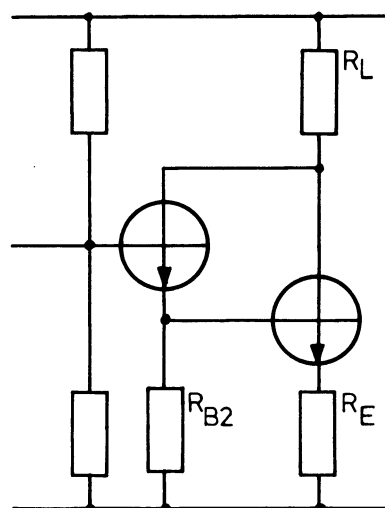


Koblingen har meget stor strømførstærkning

$$I_{C2} = I_{E1} \times h_{fe2} = I_B (h_{fe1} + 1) h_{fe2}$$

$$h_{fe \text{ total}} = (h_{fe1} + 1) h_{fe2}$$

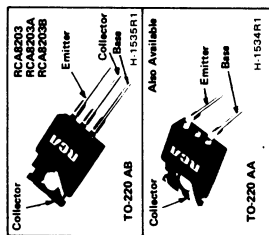
2.2 Praktisk kobling



R_{B2} og R_E skal virke til stabilisering af arbejds punktet overfor temperaturændringer.

R_{B2} strømdeler I_{E1} , hvilket vil sige, at strømførstærkningen nedsættes, idet ikke hele I_{E1} anvendes som basisstrøm i T_2 .

Indgangsmodstanden er ret høj, idet der sker total seriemodkobling i transistor 1.



10-Ampere P-N-P Darlington Power Transistors

40-60-80 Volts, 60 Watts
Gain of 1000 at 5 A (RCA8203A, RCA8203B)
Gain of 1000 at 3 A (RCA8203)

Features:

- Operates from IC without predriver
 - Low leakage at high temperature
 - High reverse second-breakdown capability
 - Audio amplifier
- ## Applications:
- Power switching
 - Hammer drivers
 - Series and shunt regulators
 - Audio amplifier

The RCA8203, RCA8203A and RCA8203B are monolithic p-n-p silicon Darlington transistors designed for low- and medium-frequency power applications. The high gain of these devices makes it possible for them to be driven directly from integrated circuits. They are complementary to the 2N6386, 2N6387, and 2N6388A. These devices are supplied in the JEDEC TO-220AB straight-lead version of the VERSAWATT package. Optional lead configurations are available upon request. For information, contact your nearest RCA Sales Office.

©Formerly RCA Div. Nos. TA8204, TA8487, and TA8203, respectively.
†Technical data for 2N6386-2N6388 are given in RCA bulletin File No. 610.

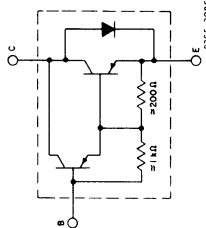


Fig 1-Schematic diagram for all types.

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

	RCA8203B	RCA8203A	RCA8203
COLLECTOR-TO-BASE VOLTAGE	-80	-60	-40
COLLECTOR-TO-EMITTER SUSTAINING VOLTAGE	-80	-60	-40
With external base-to-emitter resistance (R _{BE}) = 100 Ω	-80	-60	-40
With base reverse-biased V _{BE} = +1.5 V	-80	-60	-40
EMITTER-TO-BASE VOLTAGE	-5	-5	-5
CONTINUOUS COLLECTOR CURRENT	-10	-10	-8
PEAK COLLECTOR CURRENT	-15	-15	-15
CONTINUOUS BASE CURRENT	-0.25	-0.25	-0.25
TRANSISTOR DISSIPATION	60	60	60
At case temperature up to 25°C	60	60	60
At case temperature above 25°C	See Fig. 3	See Fig. 3	See Fig. 3
TEMPERATURE RANGE	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150
Storage and Operating (Junction)	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150
PIN TEMPERATURE (During Soldering)	235	235	235
At distance ≥ 1/8 in. (3.17 mm) from case for 10 s max.	235	235	235

2. RCA 8203

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, At Case Temperature (T_C) = 25°C Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS			LIMITS						UNITS
		V _{CE}	V _{BE}	I _B	RCA8203B	RCA8203A	RCA8203B	RCA8203A	RCA8203B	RCA8203A	
Collector-Cutoff Current: With base open	I _{CEO}	-80	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	mA
With base open and T _C = 150°C	I _{CEO}	-80	0	0	-10	-10	-10	-10	-10	-10	mA
With base reverse-biased	I _{CEV}	-80	+1.5	0	-0.3	-0.3	-0.3	-0.3	-0.3	-0.3	mA
With base reverse-biased and T _C = 150°C	I _{CEV}	-80	+1.5	0	-3	-3	-3	-3	-3	-3	mA
Emitter-Cutoff Current Sustaining Voltage: With base open	I _{EBO}	-45	0	0	-10	-10	-10	-10	-10	-10	mA
With external base-to- emitter resistance (R _{BE}) = 100 Ω	V _{CE} (sus)	-3	-0.2A	-0.2A	-80	-80	-80	-80	-80	-80	V
With base-emitter junction reverse-biased	V _{CEV} (sus)	-3	+1.5	-0.2A	-80	-80	-80	-80	-80	-80	V
DC Forward Current Transfer Ratio	h _{FE}	-3	-3A	-3A	-100	-100	-100	-100	-100	-100	
Base-to-Emitter Voltage	V _{BE}	-3	-3A	-3A	-2.8	-2.8	-2.8	-2.8	-2.8	-2.8	V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage	V _{CE} (sat)	-3	-3A	-3A	-2	-2	-2	-2	-2	-2	V
Parallel Diode Forward Voltage Drop	V _F	-8	-10	-10	-4	-4	-4	-4	-4	-4	V
Common-Emitter, Small- Signal Short-Circuit Forward Current Transfer Ratio: f = 1 kHz	h _{FE}	5	-1	-1	1000	1000	1000	1000	1000	1000	
Magnitude of Common- Emitter, Small-Signal, Short-Circuit, Forward Current Transfer Ratio: f = 1.0 MHz	h _{FE}	5	-1	-1	20	20	20	20	20	20	
Second Breakdown Energy: With base reverse-biased and L = mH, R _{BE} = 100 Ω	E _{SD}	+1.5	-4.5	-4.5	30	30	30	30	30	30	mJ
Forward Bias Second Breakdown Collector Current: 1-s non-repetitive pulse Junction-to-Case	I _{SB}	-20			-3	-3	-3	-3	-3	-3	A
Thermal Resistance: Junction-to-Case	R _{θJC}				2.1	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1	°C/W

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty factor = 1.8%.

b E_{SD} is defined as the energy at which second breakdown occurs under specified reverse bias conditions. E_{SD} = 1/2 L I_{SB} where L is a series load or leakage inductance, and I_{SB} is the peak collector current.



JERNINDUSTRIENS FORLAG

Darlingtonkobling

Teoriinstruksjon 2.4.9

Udgave
7609

Side af sider
3 3





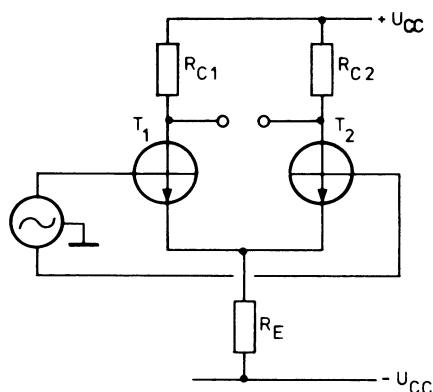
Se notat i CP DM mappe

DISPOSITION

1. Differentialforstærker

1. DIFFERENTIALFORSTÆRKER

1.1 Diagram



1.2 Virkemåde

Ved balanceret udgang tages signalet ud mellem de to kollektorer.

Ved ubalanceret udgang tages signalet ud mellem den ene kollektor og stel.

Tilføres signalet i modfase og med samme styrke på de to baser, er det et DM signal (differens mode signal).

Kortsluttes de to baser, og signalet indføres mellem baserne og stel, er der tale om et CM signal (common mode signal).

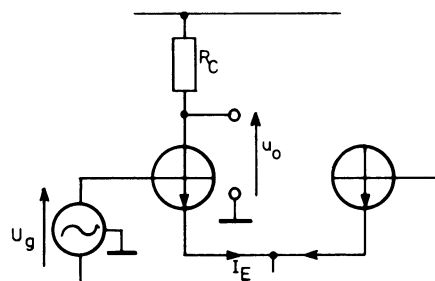
Tilsluttes et DM signal til indgangen, vil T_1 trække større strøm, medens T_2 trækker mindre strøm og omvendt.

Signalet på kollektoren af T_1 er i modfase med signalet på kollektoren af T_2 .

Da summen af emitterstrømmene er konstant, vil der ikke opstå nogen vekselspænding over R_E . Forstærkeren kan derfor betragtes som uden modkobling.

1.3 Forstærkning A_{DM}

Differensforstærkningen med en enkelt udgang kan beregnes således:



Da emitterspændingen ikke ændrer sig, kan forstærkningen beregnes ved kun at se på den ene transistor, der så styres med $0,5 \times u_g$.

$$A_U = \frac{u_o}{u_g} = 0,5 \times 40 \times I_E \times R_C = 20 \times I_E \times R_C$$

Differensforstærkningen med balanceret udgang er den dobbelte af enkelt udgang.

$$A_U = 40 \times I_E \times R_C$$

Forstærkningen i en differensforstærker med balanceret udgang er den samme som et enkelt emitterjordet trin.

Når strømmen i emittermodstanden anvendes til beregning af forstærkning, bliver formlerne som følger:

Med enkelt udgang:

$$A_U = 10 \times I_{RE} \times R_C.$$

Med balanceret udgang:

$$A_U = 20 \times I_{RE} \times R_C.$$



1.4 Ind- og udgangsimpedans

Da emitterspændingen er konstant, bliver indgangsimpedansen for et differentielt signal.

$$Z_{in} = 2 \times h_{ie}$$

Med enkelt udgang er udgangsimpedansen den samme som ved et emitterjordet trin med samme arbejds punkt.

$$Z_o \approx R_C$$

Med balanceret udgang bliver udgangsimpedansen den dobbelte.

$$Z_o \approx 2 \times R_C$$

1.5 CMRR

Et common mode signal styrer på T_1 og T_2 med samme fase og amplitude.

Af common mode signaler kan angives ændringer i forsyningsspænding, arbejds punktændring på grund af temperaturændring og indstråling af brum udefra.

CMRR er et udtryk for forstærkerens evne til at undertrykke common mode signaler.

$$CMRR = \frac{\text{spændingsforstærkning af differential signal}}{\text{spændingsforstærkning af common mode signal}}$$

Med balanceret udgang vil common mode forstærkningen være nul, hvis T_1 og T_2 er fuldstændig ens, samt R_{C1} og R_{C2} er nøjagtig ens.

I praksis vil dette ikke kunne lade sig gøre, da der altid vil være produktionsspredning på komponenter.

Med enkelt udgang kan common mode forstærkningen beregnes som

$$A_{CM} = \frac{R_C}{2 \times R_E}$$

CMRR med enkelt udgang bliver

$$CMRR = 40 \times I_E \times R_E$$

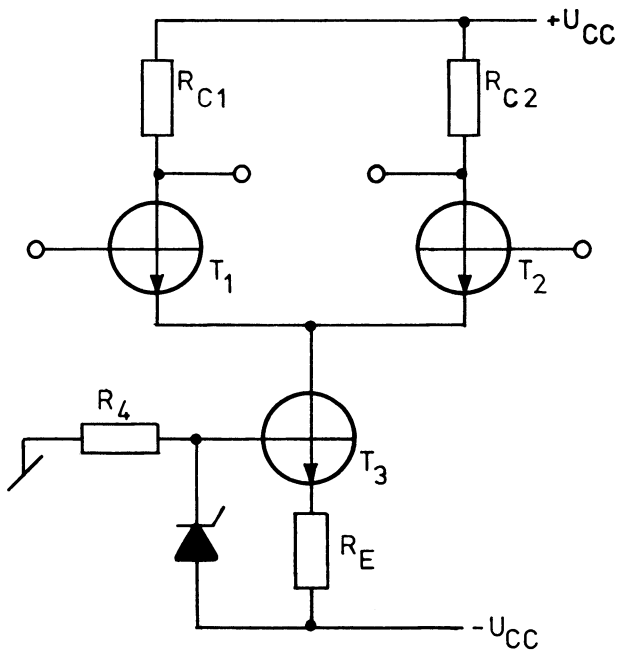
eller

$$CMRR = 20 \times I_{RE} \times R_E$$

For at forbedre CMRR, kan der indsættes en større R_E .

Dette kan ikke altid lade sig gøre, da forsyningsspændingen samtidig skal gøres større.

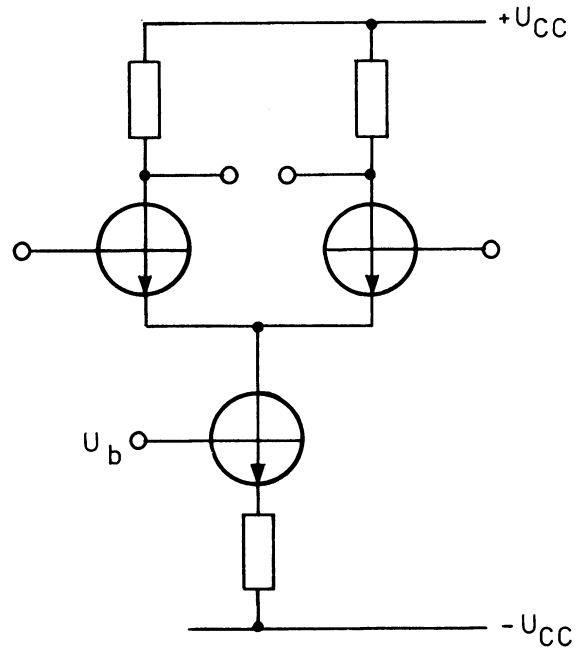
En bedre løsning er at indsætte en konstant strømgenerator i stedet for R_E .

1.6 Differentialforstærker med strøm-
generator

T_3 er strømmodkoblet med R_E og har derved en meget stor udgangs-impedans.

Strømmen i T_3 bestemmes af spændingsfaldet over zenerdioden og R_E .

1.7 Forstærkningsregulering



Ved at ændre på basespændingen på T_3 ændres emitterstrømmen til T_1 , T_2 og dermed også forstærkningen.





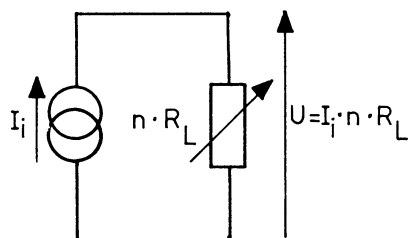
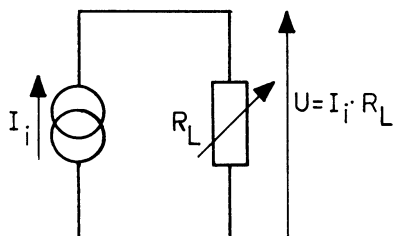
DISPOSITION

1. Ideel og reel strømgenerator
2. Transistorreguleret strømgenerator
3. Strømgenerator med operationsforstærker

1. IDEEL OG REEL STRØMGENERATOR

Ved en strømgenerator forstås en signalkilde, som afgiver et strøm-signal, dvs. en strøm, som er uafhængig af modstandsværdien af det netværk, den tilføres.

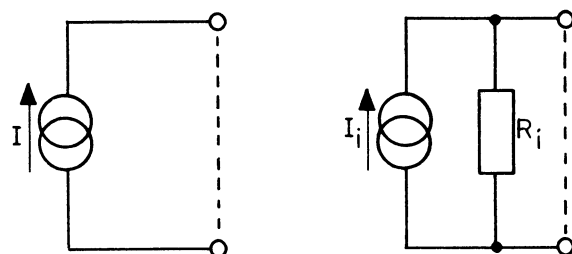
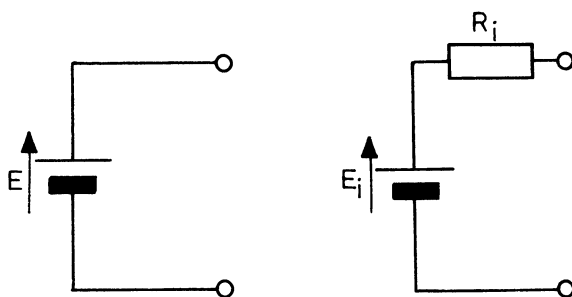
For den ideelle strømgenerator gælder de skitserede forhold:



Ved en given modstand R_L afgiver strømgeneratoren en strøm I_i , og denne drives gennem modstanden, ved at spændingen over generatorens udgang antager værdien $U = I_i \times R_L$.

Hvis R_L øges med en faktor n , vil strømmen I opretholdes, og dette kan kun ske ved, at spændingen over strømgeneratoren stiger til $U = I_i \times n \times R_L$.

På samme måde, som man kan erstatte en reel spændingsgenerator med en ideel spændingsgenerator og en seriemodstand (indre modstand) R_i , kan man erstatte en reel strømgenerator med en ideel strømgenerator og en parallelmodstand.



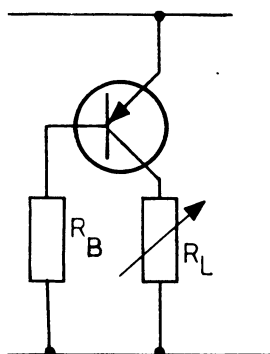
Endvidere kan man ud fra målinger på den reelle strømgenerator finde dennes indre modstand R_i , ligesom dette er muligt for den reelle spændingsgenerator.



2. TRANSISTORREGULERET STRØM- GENERATOR

2.1 Simpel strømgenerator med transistor

En simpel strømgenerator kan opbygges med en transistor, hvor I_L vil være næsten uafhængig af R_L 's værdi.



Dette ses af:

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{U_{CC}}{R_B}$$

$$I_L = I_C = I_B \times h_{FE} =$$

$$I_L = \frac{U_{CC}}{R_B} \times h_{FE}$$

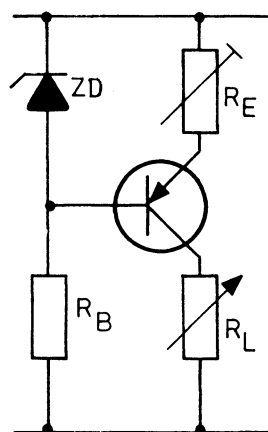
altså tilsyneladende ikke en funktion af R_L .

Når I_L ikke er helt uafhængig af R_L , skyldes det, at h_{FE} ikke er konstant, men afhængig af U_{CE} , som nødvendigvis må ændre sig med R_L .

Endvidere så man under udledningen af funktionsligningen bort fra U_{BE} , hvis værdi er en funktion af U_{CE} .

2.2 Zener stabiliseret strømgenerator

Et noget bedre resultat opnås ved anvendelse af den viste kobling.



Denne funktion kan udledes af:

$$U_{EB} = U_E - U_B =$$

$$U_{CC} - (I_E \times R_E) - (U_{CC} - U_Z) =$$

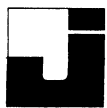
$$-(I_C \times R_E) + U_Z, \text{ idet } I_E \approx I_C.$$

Isoleres I_C , fås:

$$I_L = I_C = \frac{U_Z - U_{EB}}{R_E}$$

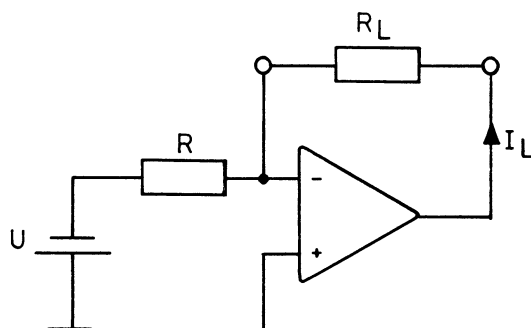
altså tilsyneladende ikke en funktion af R_L .

Da en lille ændring i U_{EB} har en meget stærkt regulerende virkning på I_C og dermed på U_E , forbliver U_{EB} næsten konstant. Da de øvrige værdier i ligningen er konstante størrelser, bliver $I_L (= I_C)$ næsten helt konstant for varierende værdier af R_L .



3. STRØMGENERATOR MED OPERATIONSFORSTÆRKER

3.1 Smpel strømgenerator med operationsforstærker



Mellem - og + terminalerne er spændingen 0 V, strømmen gennem R er derfor lig med:

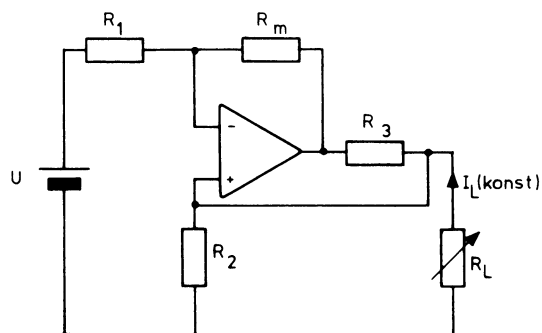
$$I_R = \frac{U}{R}.$$

Da $I_R = I_L$ er

$$I_L = \frac{U}{R}.$$

3.2 Strømgenerator med stellet R_L

Når belastningen skal stilles i den ene ende, kan strømgeneratoren opbygges som vist.



At denne kobling vil give en konstant strøm I_L for forskellige værdier af R_L fremgår ikke helt enkelt, og de fire modstande R_1 , R_2 , R_3 og R_m kan da heller ikke vælges vilkårligt, men må afpasses nøje efter hinanden.

$$I_L =$$

$$-U \times \frac{R_m}{R_1 \times R_3} \times \frac{1}{1 + \left[\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_m}{R_3} \right] \times \frac{R_L}{R_1}}$$

I udtrykket for I_L indgår R_L , hvilket betyder at I_L afhænger af R_L .

Vælges imidlertid

$$\frac{R_m}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} \quad \text{fås:}$$

$$I_L = -U \frac{R_m}{R_1 \times R_3} = -U \frac{R_1}{R_1 \times R_2}$$

$$I_L = -\frac{U}{R_2}.$$

Det ses, at I_L nu er uafhængig af R_L .



DISPOSITION

1. Operationsforstærker

1. OPERATIONSFORSTÆRKER

I stedet for selv at opbygge de DC forstærkere, man anvender inden for analogteknikken til regnekoblinger, målekredse og andre opstillinger, kan man i dag købe færdige enheder - komplette operationsforstærkere, som direkte kan indgå som det aktive element i disse kredse.

Navnet, operationsforstærker, blev oprindeligt benyttet til at betegne de aktive elementer, der anvendtes i en analogregnemaskine.

Ved begrebet analogteknik forstås den teknik, som omfatter behandlingen af analoge størrelser.

ANALOGUS: (græsk) svarer til.

Til den måletekniske opfattelse af fysiske størrelser har man to grundlæggende muligheder - den analoge og den digitale måleværdiopfattelse og -fremstilling.

Den analoge fremstilling af en fysisk størrelse sker gennem en anden tilsvarende fysisk størrelse.

Denne sammenhæng kan specielt være direkte proportional, men alt efter arbejdsområdet også omvendt proportional, logaritmisk eller anden matematisk funktion.

Sammenhængen mellem de to størrelser er derved givet i en vis matematisk relation, og overgangen fra den ene størrelse til den anden sker da blot ved ændring af målestok og dimension.

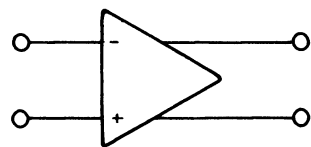
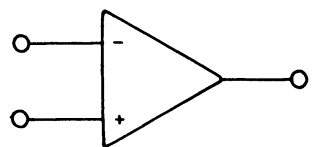
Operationsforstærkerens universelle egenskaber gør dem samtidig velegnet til også at indgå som det aktive element i ikke decideret analoge kredse - måske snarere digitalt prægede kredsløb som for eksempel multivibrator-, og comparator-koblinger og lignende.

Det er derfor uundgåeligt, at der undertiden sker en vis overlapning mellem analog- og digitalteknikken.

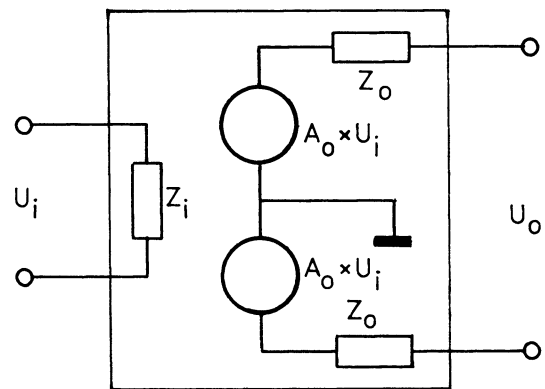
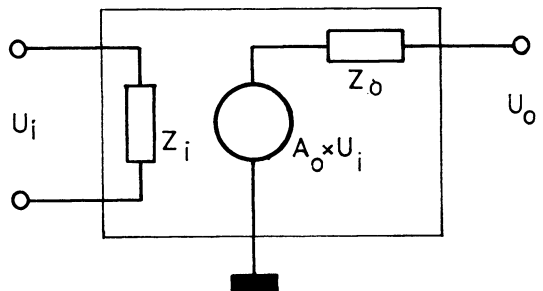
1.1 Symbol

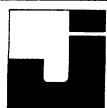
En operationsforstærker symboliseres med en triangel med begge indgangsterminaler til venstre og udgangsterminalen eller udgangsterminalerne til højre.

Symbol



Ækvivalentdiagram





1.2 Egenskaber

Blandt de egenskaber, der karakteriserer en operationsforstærker, er i korte træk følgende data (i parentes er angivet data for den ideelle operationsforstærker):

1) Høj råforstærkning,

$$\frac{U_o}{U_i}, 10^4 - 10^7 (\infty)$$

2) Lav indgangsstrøm,

$$1 - 1000 \text{ nA } (0)$$

3) Høj indgangsimpedans,

$$10^5 - 10^{11} \Omega (\infty)$$

4) Lav udgangsimpedans,

$$5 \text{ k}\Omega (0)$$

5) Stor båndbredde,

$$0 - 100 \text{ kHz } (0 - \infty)$$

Endvidere tilstræbes en fasedrejning på 0° eller 180° (uafhængig af frekvensen) samt forsvindende drift (0).

1.3 Forsyningsspænding

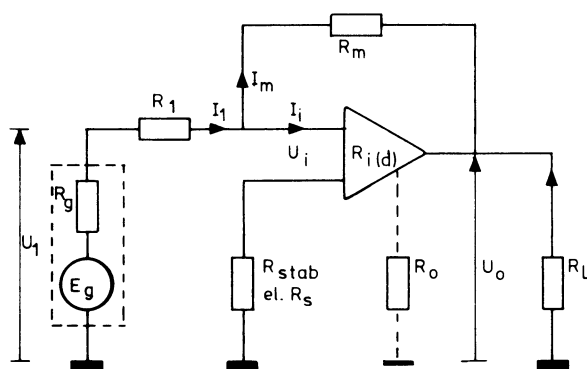
Moderne operationsforstærkere kræver spændingsforsyning med udtag for både positiv og negativ spænding samt stel med værdier:

Fra	+6 V	0	-6 V
til	+15 V	0	-15 V

Visse operationsforstærkere behøver dog ingen stelforbindelse (arbejder med "svævende stel"). Som krav til strømforsyningen kan anføres, at spændingsdriften skal være tilstrækkelig lille for at undgå nulpunktsdrift på forstærkeren. Dette skulle dog ikke være noget stort problem, når man anvender en stabiliseret strømforsyning.

Problemer i forbindelse med en sådan spændingsdrift omtales senere.

1.4 Definitioner



E_g signalspændingskilde

U_1 signalspænding

U_i indgangsspænding

U_o udgangsspænding

I_1 signalstrøm

I_i indgangsstrøm

I_m modkoblingsstrøm

I_L belastningsstrøm

R_{stab} stabiliseringsmodstand

R_1 indkoblingsmodstand

$R_{i(d)}$ indgangsmodstand

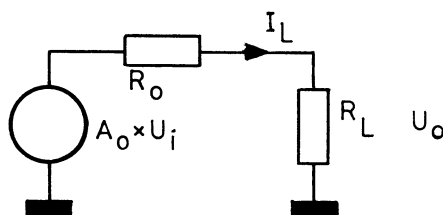
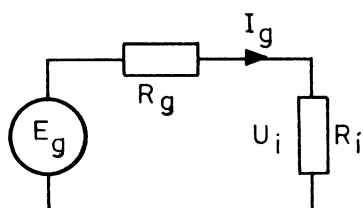
R_m modkoblingsmodstand

R_o udgangsmodstand

R_L belastningsmodstand

A_o råforstærkning

A' , den ydre/modkoblede forstærkning



dersom $R_i \Rightarrow \infty$,
går $I_g \Rightarrow 0$

dersom $R_i \Rightarrow \infty$,
går $U_i \Rightarrow E_g$

dersom $R_g \Rightarrow 0$,
går $U_i \Rightarrow E_g$

dersom $R_o \Rightarrow 0$,
går $U_o \Rightarrow A_o \times E_i$

dersom $R_L \Rightarrow \infty$,
går $U_o \Rightarrow A_o \times E_i$



1.5 Termer

Termer anvendt i forbindelse med operationsforstærkere:

"Input offset voltage"

er den DC spænding, der skal tilføjes mellem "input"-terminalerne for at opnå 0 volt på udgangen.

"Input offset current"

angiver forskellen mellem de to "input"-strømme ved en udgangsspænding på 0 volt.

"Input bias current"

er middelværdien af de to "input"-strømme ved en udgangsspænding på 0 volt.

"Input resistance"

er modstanden mellem "input"-terminalerne med en af terminalerne jordet.

"Input voltage range"

er spændingsområdet, som får forstærkeren til at fungere upålideligt, hvis det tilførte signal overstiger den opgivne værdi.

"Common-mode rejection ratio (CMRR)"

er forholdet mellem forstærkningen af et balanceret indgangssignal og et ubalanceret indgangssignal med samme udgangssignal.

"Open loop voltage gain"

er DC forstærkningen fra indgang til udgang uden modkobling af nogen art.

"Open loop bandwidth"

er den båndbredde, der angives af et fald på 3 dB i forhold til DC forstærkningen.

"Unity-gain bandwidth"

er frekvensområdet, der ligger inden for en spændingsforstærkning større end 1.

"Output impedance"

er impedansen mellem udgangsterminalen og stel.

"Maximum peak-to-peak output voltage swing"

er den maksimale peak-to-peak udgangsspænding, der kan opnås uden klipning af udgangssignalet.

"Power supply sensitivity"

angiver forholdet mellem ændringen i "input offset"-spændingen i forhold til den ændring i spændingsforsyningen, der har forvoldt den.

"Slew rate"

er den maksimale udgangsspændingsgradient eller den maksimale spændingsændring på udgangen pr. μS .

"Total power dissipation"

er den effekt, kredsløbet forbruger uden udgangsstrøm og spænding.

Disse termer er i overensstemmelse med de termer, der bruges af "Texas Instruments" og er almindeligt anvendt af mange halvlederfabrikanter.

De fleste halvlederfabrikanter definerer i øvrigt deres termer i de databøger, de udgiver over deres produkter.

1.6 Eksempler på data

a. SQ-10a

Characteristics (Typical at 25°C, nominal supply voltage unless otherwise indicated)

		Symbol	Typical	Guaranteed	Test Conditions
OUTPUT RANGE					
Voltage (peak)	min.	E_o	$\pm 11.5V$	$\pm 10V$	$R_{LJ} = 2k$
Current	min.	I_o		$\pm 5\text{ mA}$	$R_{LL} = 2k$
VOLTAGE GAIN (dc, open loop)					
Rated load	min.	A_o	40,000	25,000	$R_{LL} = 2k$
10K load	min.	—	100,000	60,000	
FREQUENCY RESPONSE (inverting)					
Small signal (unity gain, open loop)	min.	f_t	2 MHz	1 MHz	$R_i = 10k; R_f = 10k$
Large signal: full output (undistorted)	min.	f_s		—	
full output (peak-to-peak)	min.	f_p	25 kHz	20 kHz	$R_i = 10k; R_f = 10k$
Slew rate		sr	1.4V/ μsec	1.1V/ μsec	$R_i = 10k; R_f = 10k$
Settling time to $\pm 0.1\%$ (step input)		ts		—	
Overload recovery time (step input)		τ_{oL}	0.7m sec		$R_i = 10k; R_f = \infty$
Max. cap. loading w/o causing instability		C_L		0.01 μF	$R_i = 10k; R_f = 10k$
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-mode: dc linear operation	min.	E_{cm}		$\pm 10V$	
fault	abs.max.	—		$\pm 16V$	
Differential (between inputs)	abs.max.	E_{diff}		32V	
Common-mode rejection ratio		CMRR	20,000		
INPUT VOLTAGE OFFSET					
Initial (without external trim) @ 25°C		E_{os}		—	
Zero adjustment		R_{os}		50k Ω rhst.	
vs. temperature (avg. - 25°C to +85°C)	max.	E_{osTC}	$\pm 7.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\pm 20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	@ constant case temp.
vs. time (per 24 hrs.)		$\Delta E_{os}/\Delta t$	$\pm 100\mu\text{V}$		$\Delta V_{cc} = 1V$ (0.1% tracking)
vs. power supply		PSRR	$\pm 200\mu\text{V}/V$		
INPUT BIAS CURRENT					
Initial @ 25°C	max.	I_{bias}	$\pm 30\text{ nA}$	$\pm 100\text{ nA}$	
vs. temperature (avg. - 25°C to +85°C)	max.	$\pm I_{biasTC}$	$\pm 1.5\text{ nA}/^\circ\text{C}$	$\pm 2\text{ nA}/^\circ\text{C}$	$\Delta V_{cc} = 1V$ (0.1% tracking);
vs. power supply		$\Delta I_{bias}/\Delta V_{cc}$	$\pm 6\text{ nA}/V$		@ constant case temp.
vs. time (per 24 hrs.)		$\Delta I_{bias}/\Delta t$	$\pm 3\text{ nA}$		
Difference (tracking)	max.	I_{diff}		$\pm 16\text{ mA}$	
INPUT IMPEDANCE @ dc					
Differential		Z_d	0.3M Ω	0.2M Ω	Test Freq. = 5 Hz
Common-mode (either input to common)		Z_{cm}	30M Ω	10M Ω	Test Freq. = 5 Hz
OUTPUT IMPEDANCE (open loop) at 5 Hz					
		Z_o	5000		
NOISE (Referred to input)					
Flicker (0.016 to 1.6 Hz)					
Voltage p-p		e_n	8 μV		
Current p-p		i_n	170 pA		
Midband (1.6 to 160 Hz)					
Voltage rms		e_n	1.2 μV		
Current rms		i_n	100 pA		
Broadband (160 Hz to 16 kHz)					
Voltage rms		e_n	0.9 μV		
Current rms		i_n	100 pA		
POWER REQUIREMENTS					
Nominal supply voltage		$\pm V_{cc}$	$\pm 15V$		
Voltage range		—	$\pm 8V$ to $\pm 16V$		
Current: quiescent	max.	$\pm I_{cc}$		$\pm 10\text{ mA}$	
full load	max.	$\pm I_{cc} + I_o$		-10, +15 mA	
TEMPERATURE RANGE (degrees C)					
Operating: rated		T_o		-25°C to +85°C	
derated		—			
Storage		T_s		-55°C to +100°C	



b. 1009

Model 1009/100901/100902

	Typical	Guaranteed
OUTPUT		
Output Voltage, Rated Load	$\pm 11.5 \text{ V}$	$\pm 10 \text{ V min.}$
Output Current, Rated Load	$\pm 7.5 \text{ mA}$	$\pm 5 \text{ mA min.}$
Output Current, Short Circuit	-----	50 mA max.
Output Impedance	1000Ω	-----
INPUT		
Common-Mode Rejection Ratio	1000	-----
Common-Mode Voltage, Max.	$\pm 10 \text{ V}$	$+7 \text{ V, } -10 \text{ V min.}$
Input Impedance, Differential	$10^{11} \Omega \parallel 5 \text{ pF}$	-----
Input Impedance, Common-mode	$10^{11} \Omega \parallel 5 \text{ pF}$	-----
OFFSET VOLTAGE		
Vs Temp (-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$): 1009	-----	$75 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C max.}$
Vs Temp (-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$): 100901	-----	$50 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C max.}$
Vs Temp (-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$): 100902	-----	$25 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C max.}$
Vs Supply Volts	1 mV/V	-----
Vs Time	$50 \mu\text{V}/24 \text{ hours}$	-----
BIAS CURRENT		
Bias Current: 1009 ①	5 pA	30 pA max.
Bias Current: 100901 ①	5 pA	20 pA max.
Bias Current: 100902 ①	5 pA	20 pA max.
Vs Temp. @ 25°C (1009/01/02)	-----	$3/2/2 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$
Vs Supply Volts	5 pA/V	-----
Bias Current Difference	-----	10 pA max.
OPERATION		
Gain, Rated Load	100,000	$50,000 \text{ min.}$
Frequency for Unity Gain	1.5 MHz	1 MHz min.
Maximum Full Output Frequency (inverting)	-----	50 kHz min.
Slewing Rate, Rated Load	$7 \text{ V}/\mu\text{sec}$	$5 \text{ V}/\mu\text{sec}$
Capacitive Load ②	$0.22 \mu\text{F}$	-----
Overdrive Recovery Time	-----	$150 \mu\text{sec}$
Wideband noise voltage (0.16 Hz to 16 kHz)	$2 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$3 \mu\text{V}_{\text{rms}}$
Noise Current (0.16 Hz to 16 Hz)	0.1 pA p-p	-----
Roll-off	6 dB/octave	-----
Operating Temperature ③	-----	$-25^{\circ}\text{C to } +85^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	-----	$-55^{\circ}\text{C to } +125^{\circ}\text{C}$
POWER		
Supply Voltage	-----	$\pm 10 \text{ V min., } \pm 18 \text{ V max.}$
No-Load Current	9 mA	12 mA max.
Full Output Current	-----	17 mA max.

*At $+25^{\circ}\text{C}$ and $\pm 15 \text{ Vdc}$ supply unless otherwise indicated.① Doubles every 10°C

② Without instability

③ Derated operation to -55°C



MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
101A, 201A	±22V
301A	±18V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can (TO-99)	500 mW
DIP (Hermetic)	500 mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
101A	−55°C to +125°C
201A	−25°C to +85°C
301A	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec.)	300°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified) (Note 3)

Parameter (see definitions)	Conditions	301A		101A 201A		Units		
		Min	Typ	Max	Min		Typ	Max
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$		2.0	7.5		0.7	2.0	mV
Input Offset Current			3	50		1.5	10	nA
Input Bias Current			70	250		30	75	nA
Input Resistance		0.5	2		1.5	4		M Ω
Supply Current	$V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		1.8	3.0		1.8	3.0	mA mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$, $R_L > 2\text{ k}\Omega$	25	160		50	160		V/mV
The Following Specifications Apply Over The Operating Temperature Ranges								
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$			10			3.0	mV
Input Offset Current				70			20	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$T_{A(\text{min})} \leq T_A \leq T_{A(\text{max})}$		6.0	30		3.0	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ\text{C} \leq T_A \leq T_{A(\text{max})}$ $T_{A(\text{min})} \leq T_A \leq 25^\circ\text{C}$		0.01 0.02	0.3 0.6		0.01 0.02	0.1 0.2	nA/ $^\circ\text{C}$ nA/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current				300			100	nA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$, $R_L > 2\text{ k}\Omega$	25			25			V/mV
Input Voltage Range	$V_S = \pm 20\text{ V}$ $V_S = \pm 15\text{ V}$	+15, −12			±15			V V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$	70	90		80	96		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$	70	96		80	96		dB
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$,	±12 ±10	±14 ±13		±12 ±10	±14 ±13		V V
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{ V}$					1.2	2.5	mA

DEFINITION OF TERMS

AVERAGE TEMPERATURE COEFFICIENT OF INPUT OFFSET CURRENT The ratio of the change in Input Offset Current over the operating temperature range to the temperature range.

AVERAGE TEMPERATURE COEFFICIENT OF INPUT OFFSET VOLTAGE The ratio of the change in Input Offset Voltage over the operating temperature range to the temperature range.

COMMON MODE REJECTION RATIO The ratio of the input voltage range to the peak-to-peak change in input offset voltage over this range.

INPUT BIAS CURRENT The average of the two input currents.

INPUT OFFSET CURRENT The difference in the currents into the two input terminals when the output is at zero.

INPUT OFFSET VOLTAGE That voltage which must be applied between the input terminals through two equal resistances to obtain zero output voltage.

INPUT RESISTANCE The ratio of the change in input voltage to the change in input current on either input with the other grounded.

INPUT VOLTAGE RANGE The range of voltages on the input terminals for which the offset specifications apply.

LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN The ratio of the output voltage swing to the change in input voltage required to drive the output from zero to this voltage.

OUTPUT RESISTANCE The resistance seen looking into the output terminal with the output at null.

OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT The maximum output current available from the amplifier with the output shorted to ground or to either supply.

OUTPUT VOLTAGE SWING The peak output voltage swing, referred to zero, that can be obtained without clipping.

POWER SUPPLY REJECTION RATIO The ratio of the change in input offset voltage to the change in power supply voltages producing it.

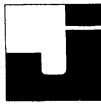
SUPPLY CURRENT The current required from the power supply to operate the amplifier with no load and the output at zero.

NOTES

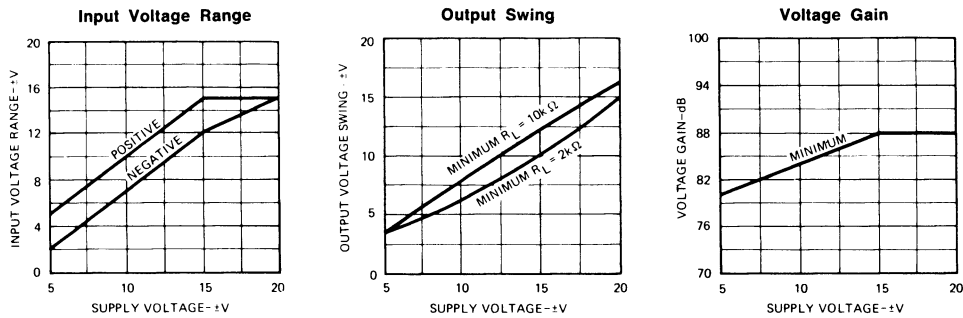
Note 1: Derate Metal Can package at 6.8 mW/ $^\circ\text{C}$ for operation at ambient temperatures above 75°C and the Dual In-Line package at 9 mW/ $^\circ\text{C}$ for operation at ambient temperatures above 95°C .

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15\text{V}$, the maximum input voltage is equal to the supply voltage.

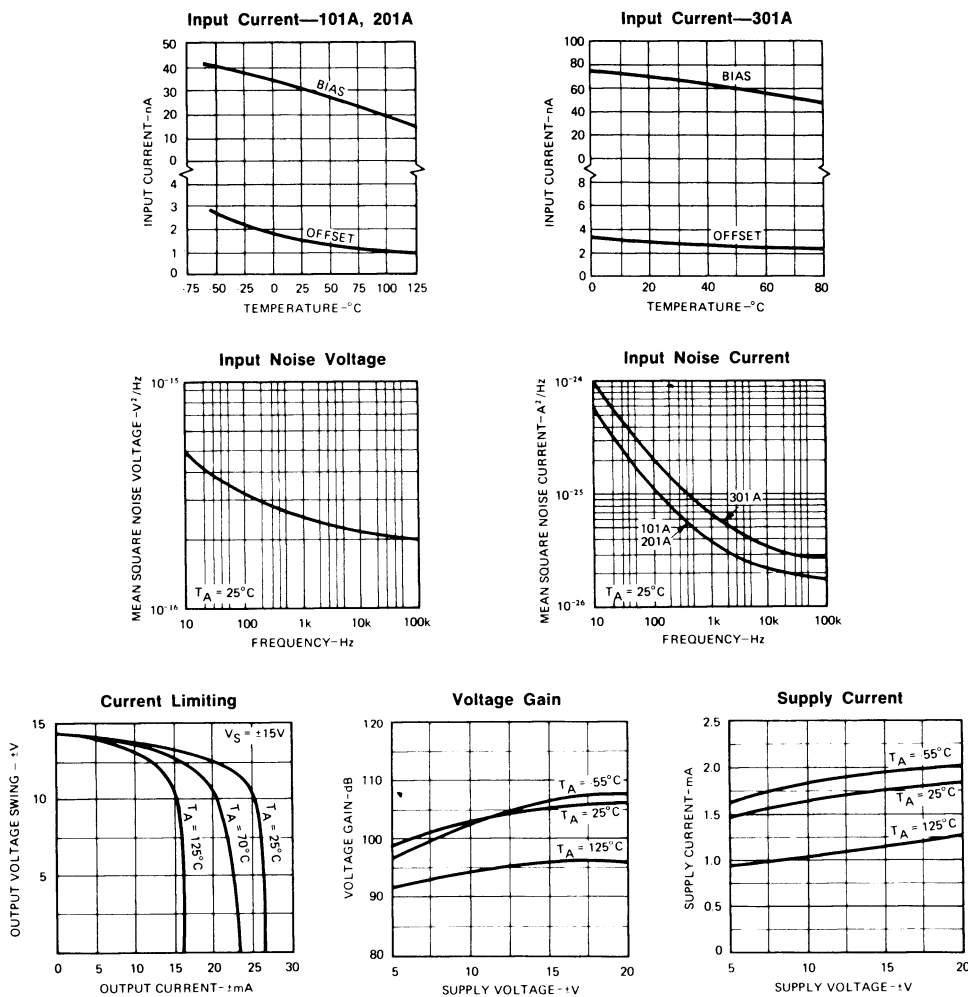
Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for supply voltages from $\pm 5\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$ for the 101A and 201A, and from $\pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ for the 301A.



GUARANTEED PERFORMANCE CURVES (Note 3)
(Curves apply over the Operating Temperature Ranges)

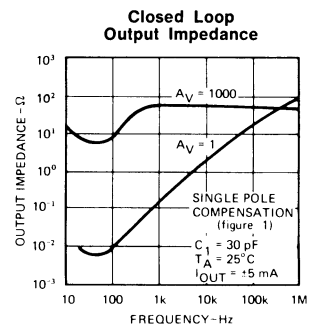
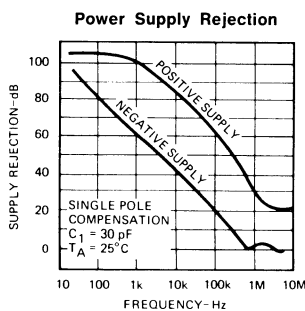
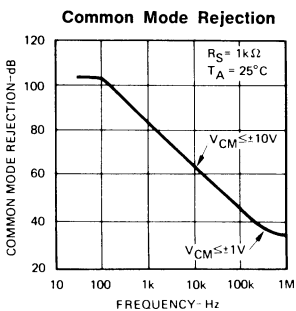
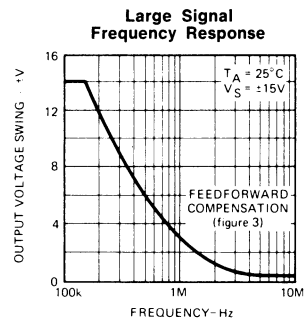
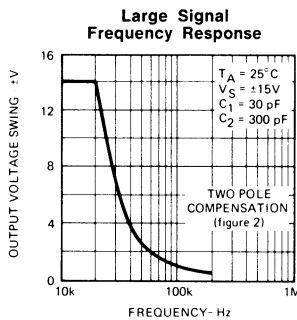
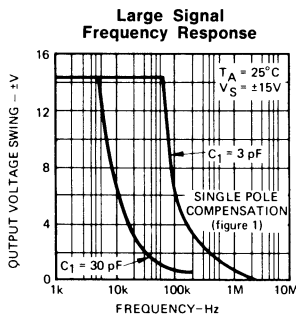
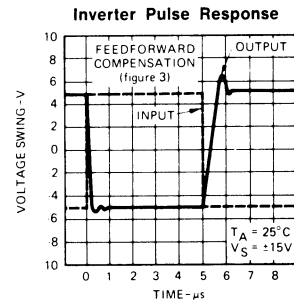
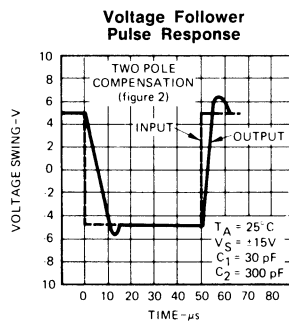
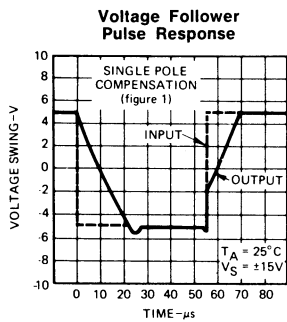
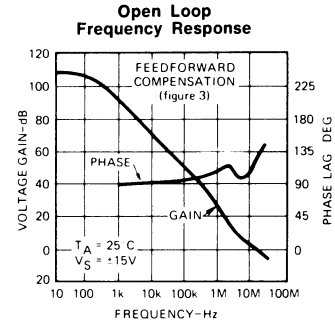
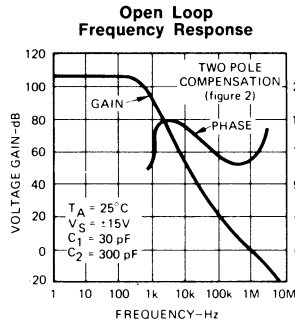
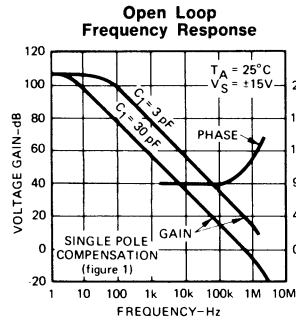


PERFORMANCE CURVES (Note 3)





PERFORMANCE CURVES (Note 3)



FREQUENCY COMPENSATION CIRCUITS

Single Pole Compensation

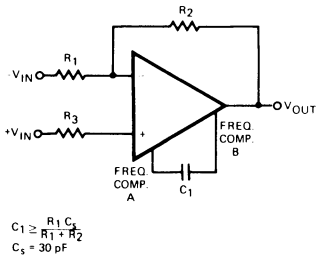


Figure 1

Two Pole Compensation

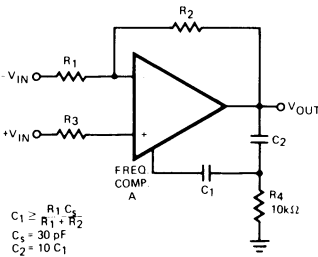


Figure 2

Feedforward Compensation

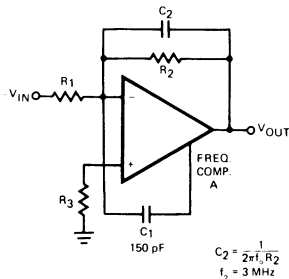


Figure 3

Compensating for Stray Input Capacitance/Large Feedback Resistance

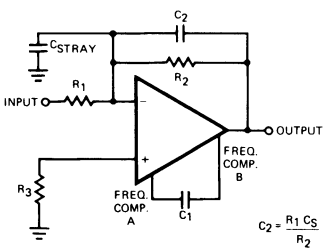


Figure 4

Isolating Large Capacitive Loads

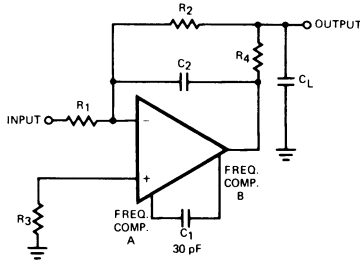


Figure 5

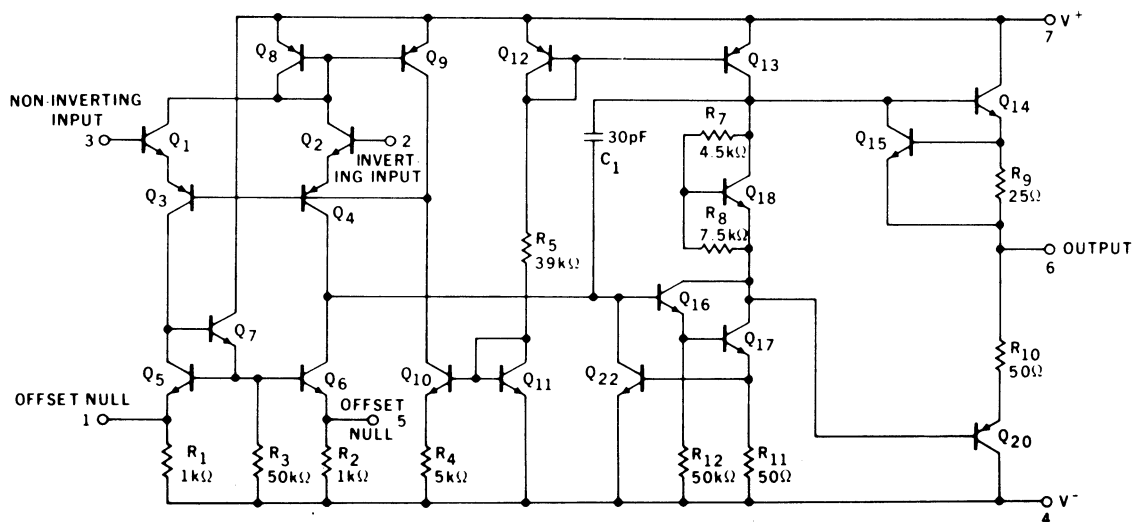
The values given for the frequency compensation capacitor guarantee stability only for source resistances less than 10k Ω , stray capacitances on the summing junction less than 5pF and capacitive loads smaller than 100pF. If any of these conditions is not met, it is necessary to use a larger compensation capacitor. Alternately, lead capacitors can be used in the feedback network to negate the effect of stray capacitance and large feedback resistors, or an RC network can be added to isolate capacitive loads.



1.7 Sammenligningstabel

Series 72

TYPE	SN72702	SN72709	SN72741	SN72747	SN72748	SN72770	SN72771	SN72558	SN72301A	SN72307	UNIT
FEATURES	Wide BW, General Purpose	General Purpose	Internally Compensated, Gen. Pur.	Dual SN72741	Extended BW, Gen. Pur.	Super β	Super β	Dual 741 in 8-pin Package	Precision Op Amp	Internally Compensated	
Input Offset Voltage, Max	5	7.5	6	6	6	10	10	6	7.5	7.5	mV
Input Offset Current, Max	500	500	200	200	200	10	10	200	50	50	nA
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage, Typ	5	6	7	7	7	10	10	7	6	6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current, Max	15,000	1500	500	500	500	30	30	500	250	250	nA
Voltage Amplification, Min	1	15	20	20	20	35	35	20	25	25	V/mV
Slew Rate at Unity Gain, Typ	1.7	0.3	0.5	0.5	0.5	2.5	2.5	0.5	0.5	0.5	V/ μs
Unity-Gain Bandwidth, Typ	30	5	1	1	1	1.3	1.3	1	1	1	MHz
Min Supply Voltage	+6, -3	± 9	± 5	± 5	± 5	± 3	± 3	± 5	± 3	± 3	V
Max Supply Voltage	+14, -7	± 18	± 18	± 18	± 18	± 18	± 18	± 18	± 18	± 18	V
Input Voltage Range, Min	0.5 to -4	± 8	± 12	± 12	± 12	± 11	± 11	± 12	± 12	± 12	V
Differential Input Voltage Rating	± 5	± 5	± 30	± 30	± 30	± 30	± 30	± 30	± 30	± 30	V
Internal Compensation	No	No	Yes	Yes	No	No	Yes	Yes	No	Yes	
Offset Adjust	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	Yes	Yes	
Input Protection	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	
Output Protection	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	

1.8 Skematisk diagrameksempel af
operationsforstærker CA3741.





DISPOSITION

1. Inverterende forstærker
2. Non-inverterende forstærker
3. Inverterende forstærker med potentiometrisk modkobling
4. Differentialforstærker - subtraktionskobling
5. Additionsforstærker - summationskobling

1. INVERTERENDE FORSTÆRKER

Det sker kun sjældent, at man vil benytte operationsforstærkerens meget store råforstærkning, som - afhængig af hvilken type man arbejder med - ligger på 10^4 til 10^6 gange.

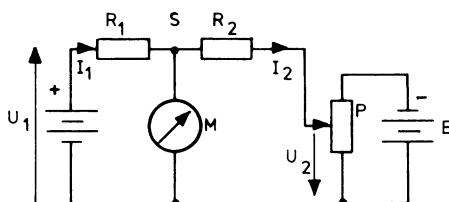
Da operationsforstærkeren maksimalt kan afgive en spænding på udgangen på $U_0 = \text{max. ca. } \pm 10 \text{ V}$, vil det betyde, at en spænding på mere end $100 \mu\text{V}$ på indgangen - dersom man regner med en råforstærkning på 100000 gange - ville styre udgangen i mætning.

Oftest etablerer man derfor en modkobling fra udgangen tilbage til minusindgangen.

1.1 Forstærkning

For bedre at kunne forstå, hvordan operationsforstærkeren anvendes i forskellige kredsløb, gennemgås i det følgende princippet for modkobling.

Gennemgangen sker ved hjælp af nedenstående brokobling.



Medens spændingerne U_1 og U_2 er af modsat polaritet, er det muligt ved valg af modstandene R_1 og R_2 at kunne variere U_2 således, at der fås en spænding på 0 V i punktet S.

Når der haves 0 V i punktet S, gælder følgende:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2}$$

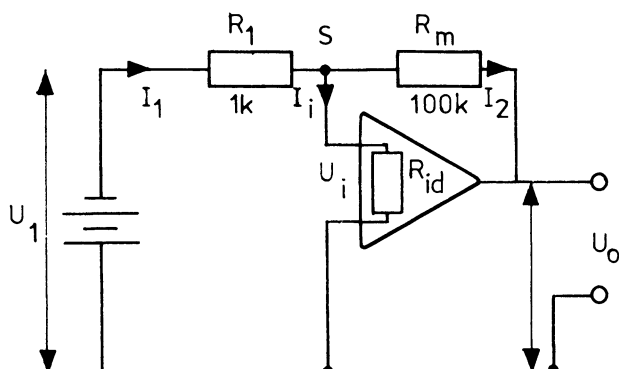
Men eftersom spændingen i punktet S er 0 V, vil der ingen strøm flyde i instrumentet

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = 0 \quad \text{eller}$$

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} \times U_1$$

Hvis vi nu erstatter måleinstru-
mentet M , potentiometret P og bat-
teriet B med en operationsforstær-
ker, vil vi finde, at vi kan gøre
de samme betragtninger som over-
for.



Data:

$$U_o = 5 \text{ V}$$

$$A_o = 100000 \text{ gange.}$$

Med ovenstående data for U_o og
 A_o vil vi bestemme indgangsspæn-
dingen U_i

$$U_o = -A_o \times U_i$$

$$U_i = -\frac{5 \text{ V}}{100000} = -50 \text{ } \mu\text{V}.$$

Denne spænding er af en sådan
størrelse, at punktet S praktisk
taget ligger på stelpotentialet.

Punktet S benævnes derfor som
"virtuel jord"

virtuel =

tilsyneladende, i realiteten.

Indgangsimpedansen R_{id} mellem
indgangene antages at være
 $200 \text{ k}\Omega$.

Vi kan på denne baggrund bereg-
ne

$$I_i = \frac{U_i}{R_{id}} = \frac{50 \times 10^{-6}}{0,2 \times 10^6} =$$

$$2,5 \times 10^{-10} \text{ A} = 0,25 \text{ nA}$$

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_o}{R_m} = \frac{5}{10^5} =$$

$$5 \times 10^{-5} = 50 \text{ } \mu\text{A}.$$

Hvis vi sammenligner de to strøm-
me, ses at $I_i = 250 \text{ pA}$ er for-
svindende lille.

Da vi kan se bort fra $I_i = 250 \text{ pA}$
og $U_i = 50 \text{ } \mu\text{V}$, kan følgende
skrives for kredsløbet:

$$U_o = -\frac{R_m}{R_1} \times U_1.$$

Forstærkningen A' er:

$$A' = \frac{U_o}{U_1} = -\frac{R_m}{R_1}.$$

Minusset før $\frac{R_m}{R_1}$ betyder, at der
fra indgang til udgang er 180°
fasedrejning.

Det ses således, at forstærkningen
for denne modkoblede forstærker
bestemmes alene af forholdet mel-
lem modstandene R_1 og R_m .

Ved at indføre modkoblingen må
forstærkningen med modkobling
angives forskelligt fra forstærk-
ning uden modkobling.

Vi vil i det følgende benytte for-
kortelserne:

A_o - forstærkning uden modkobling

A' - forstærkning med modkobling

$\beta = \frac{R_m}{R_1}$ - angiver, hvor stor en
del af udgangsspændingen, der
koblet tilbage

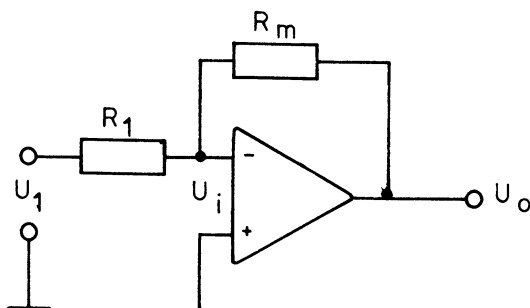
$$A_s = \frac{A_o}{A'} - \text{sløjfeforstærkningen}$$

$$A_s = (1 + \beta A_o).$$



1.2 Forstærkning

Den inverterende forstærker er en modkoblet forstærker, og forstærkningen kan også beregnes ved hjælp af modkoblingen og A_o .



a. $U_o = A_o \times U_i$

b. $U_i = U_1 - \beta U_o$

c. $A' = \frac{U_o}{U_1}$

Af a, b og c fås:

$$A' = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}$$

Hvis A_o er meget stor, er:

$$A' = \frac{1}{\beta}$$

Modkoblingsfaktoren β er lig med:

$$\beta = - \frac{R_1}{R_m}$$

Nedenstående skema viser sammenhængen mellem A_o , $\beta \times A_o$, A_s og A' ved et β på 0,01.

A_o	$\beta \times A_o$	A_s	$A' = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}$
-10	0,1	1,1	-9,09
-30	0,3	1,3	-23,07
-100	1	2	-50,0
-300	3	4	-75,0
-1000	10	11	-90,9
-10 000	100	101	-99,0
-100 000	1000	1001	-99,9
-1000 000	10 000	10 001	-99,99

Det ses altså, at ved modkobling er den ydre (eller modkoblede) forstærkning A' lig med forholdet mellem de to modstande R_m og R_1 .

Dette bliver "rigtigere", jo større den indre forstærkning (råforstærkningen) A_o er - helst $\rightarrow \infty$.

En eventuel ulinearitet i den indre forstærkningskarakteristik $U_o = f(U_i)$ er uden betydning, blot A_{omin} er tilstrækkelig stor.

Udgangssignalet U_o er inverteret (modsat polaritet af indgangssignalet). Dette fremgår af minus-tegnet i ligningen:

$$A' = - \frac{R_m}{R_1}$$

Da dette forhold er konstant - uafhængigt af U_1 's værdi inden for forstærkerens arbejdsområde - bliver forstærkningskarakteristikken $U_o = f(U_1)$ fuldstændig lineær, nemlig:

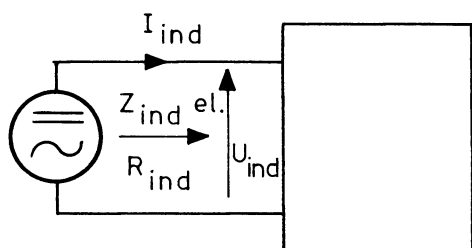
$$U_o = - \frac{R_m}{R_1} \times U_1$$



1.3 Indgangsimpedans

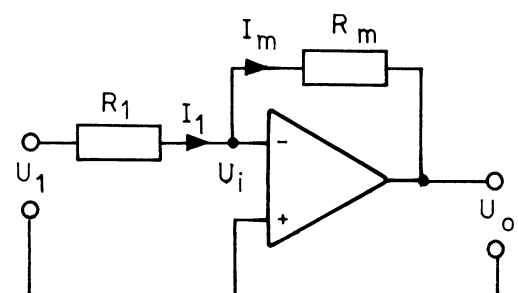
En kreds' indgangsimpedans er defineret som vist

$$Z_{ind} \text{ eller } R_{ind} = \frac{U_{ind}}{I_{ind}}$$



Ved den inverterende forstærker fås:

$$R_{ind} = \frac{U_1}{I_1}$$



men da minusindgangen ligger på "virtuel jord" $u_1 \rightarrow 0$, ligger hele signalspændingen U_1 over R_1 : $U_1 = U_{R_1}$

$$R_{ind} = \frac{U_{R_1}}{I_1} = R_1$$

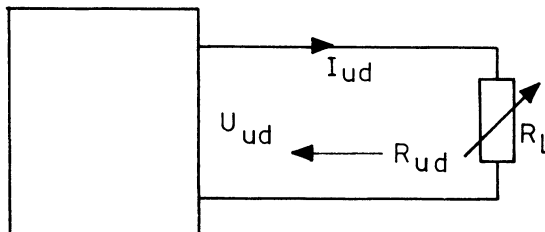
Altså afhænger indgangsimpedansen kun af indkoblingsmodstanden R_1 's størrelse.

Da den ydre forstærkning A' kun afhænger af forholdet mellem R_m og R_1 , kunne man vel formode, at R_1 - og dermed også indgangsimpedansen - kunne vælges vilkårlig høj; men dette kan få en uheldig virkning på offsetproblemerne.

1.4 Udgangsimpedans

En kreds' udgangsimpedans eller generatorimpedans er defineret som vist

$$Z_{ud} \text{ eller } R_{ud} = \frac{\Delta U_{ud}}{\Delta I_{ud}}$$



Hvis udgangen er lineær og kan symboliseres ved en EMK og en indre modstand, fås:

$$R_{ud} = \frac{U_o (R_L \rightarrow \infty)}{I_L (R_L \rightarrow 0)}$$

$$R_{ud} = \frac{\text{tomgangsspænding}}{\text{kortslutningsstrøm}}$$

Modkoblingen i den inverterende er en spændings-parallelmodkobling.

Udgangsimpedansen for den modkoblede forstærker er derfor:

$$R_{ud} = \frac{R_{ud}}{A_s}$$

Hvilket vil sige, at udgangsimpedansen bliver reduceret med sløjfeforstærkningen.

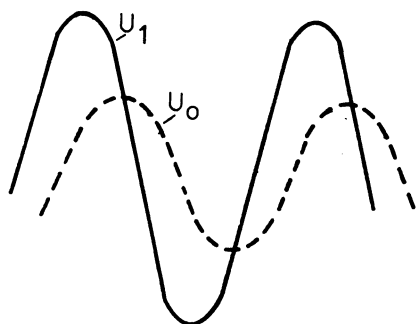
$$A_s = \frac{A_o}{A'}$$

Hvor A' var så godt som uafhængig af A_o , er A_s og dermed R_{ud}' afhængig af A_o 's absolutte størrelse.



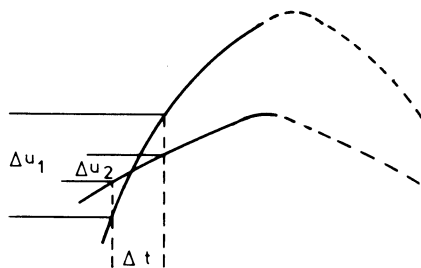
1.5 Slew rate - storsignalbåndbredde

I en forstærker, der behandler små signaler, begrænses båndbredden kun af forstærkning, modkobling og indre kapaciteter. Dette betyder, at når der sendes en sinusspænding med en frekvens større end f_ϕ ind i forstærkeren, vil udgangsspændingen også være sinusformet, men fasedrejet forskelligt fra 0° eller 180° .



I en forstærker, der er sammensat af mange halvledere, og som skal give et stor spændingssving på udgangen, begrænses den anvendelige båndbredde af såvel amplituden af u_o , som af den pågældende frekvens.

Hvis to spændinger har samme frekvens, men forskellige amplituder, skal der flyttes flest ladningsbærere pr. tidsenhed i transistorerne ved det største spændingssving.



Det sted på en sinuscurve, hvor der sker den største spændingsændring pr. tidsenhed, er omkring 0° og 180° .

Jo større amplituden er, des større spændingsændring pr. tidsenhed.

Jo større frekvensen er, des større spændingsændring pr. tidsenhed.

Den maksimale spændingsændring pr. tidsenhed, slew rate, opgives af halvlederfabrikanterne i volt/mikrosekund.

For en sinusspænding er spændingsændringen pr. tidsenhed i 0° :

$$u_{o\max} \times 2\pi f$$

eller

$$SR = u_{o\max} \times 2\pi f$$

Når SR er opgivet, kan den største frekvens, som forstærkeren kan behandle med en given $u_{o\max}$, findes:

$$f = \frac{SR}{u_{o\max} \times 2\pi}$$

Eksempel:

$$SR = 5 \text{ V}/\mu\text{S} = 5 \times 10^6 \text{ V/S}$$

$$u_{o\max} = 10 \text{ V}$$

$$f = \frac{5 \times 10^6}{10 \times 2\pi} = 80 \text{ kHz}$$

Når SR er opgivet, kan den største amplitude forstærkeren kan behandle ved en given frekvens findes:

$$u_{o\max} = \frac{SR}{2\pi \times f}$$

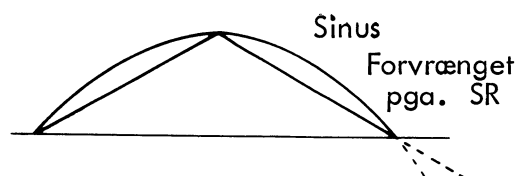
Eksempel:

$$SR = 7 \text{ V}/\mu\text{S} = 7 \times 10^6 \text{ V/S}$$

$$f = 250 \text{ kHz}$$

$$u_{o\max} = \frac{7 \times 10^6}{2\pi \times 250 \times 10^3} = 4,45 \text{ V}$$

Hvis slew raten overskrides for en sinusspænding, forvrænges kurveformen og bliver trekantformet.

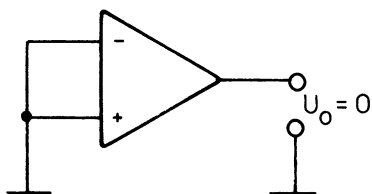




1.6 Offset

Et af de væsentligste problemer man træffer ved DC forstærkere, og dermed også ved operationsforstærkere, er drift, også benævnt offset.

På en ideel forstærker er udgangsspændingen 0 V, hvis indgangsterminalerne er stillet.



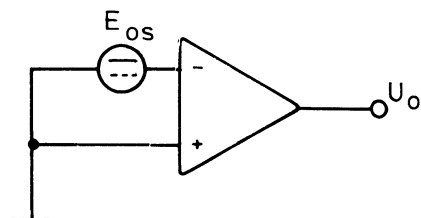
Hvis man på en forstærker måler en DC spænding på udgangen, med indgangen slettet, skyldes dette en offset-kilde.

Man beskæftiger sig med følgende former for offset:

Spændingsoffset

Strømooffset.

Offset-spændingen på udgangen regnes tilbage til indgangen, som om der sad en spændingskilde på indgangen og forårsagede udgangsspændingen.



E_{OS} = input offset voltage

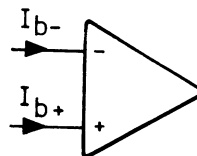
Offset-spændingen varierer meget for de forskellige typer operationsforstærkere.

Eksempel:

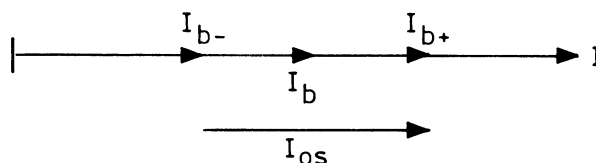
LM 301 - $E_{OS} = 2 \text{ mV}$

SN 72741 - $E_{OS} = 1 \text{ mV}$

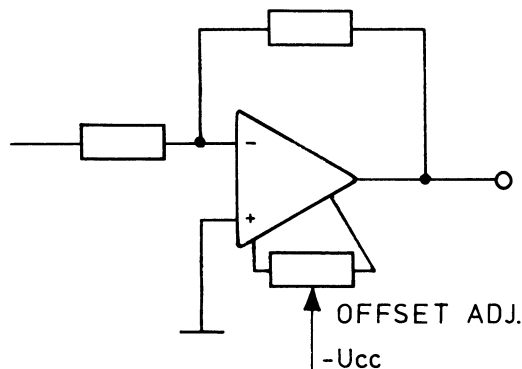
I en operationsforstærker løber der en meget lille strøm til indgangsterminalerne.

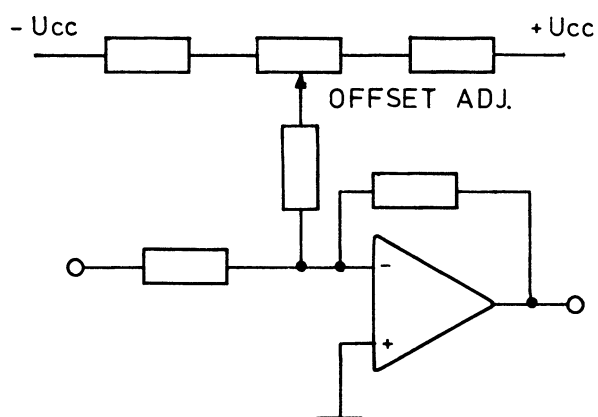


På disse strømme kan der være en lille forskel. Fabrikanten opgiver for operationsforstærkerne "Input bias current", der er midelværdien mellem I_{b-} og I_{b+} . Endvidere opgives "Input offset current", der er forskellen mellem I_{b-} og I_{b+} .

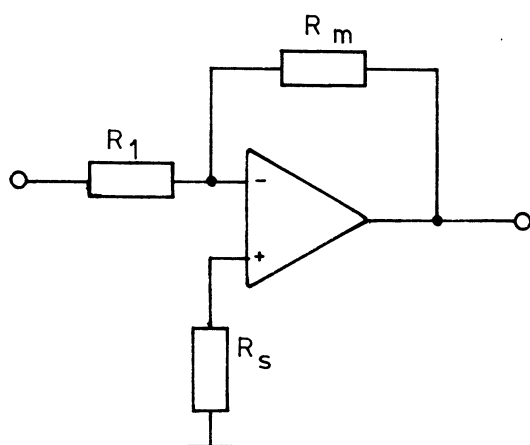


E_{OS} og I_{OS} er man nødt til at justere væk, enten på selve operationsforstærkeren eller ved at indføre en spænding på en indgangsterminal.





Virkningen af I_b kan elimineres ved, at begge indgange "ser" ud i samme ohmske modstand.



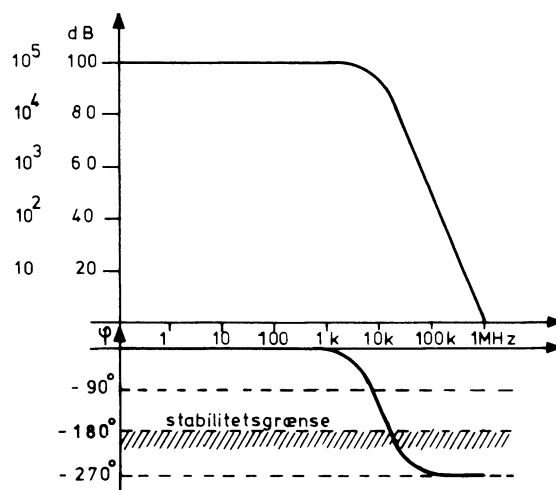
Den inverterende udgang "ser" ud i en parallelforbindelse af R_1 og R_m .

Den ohmske modstand R_s , der skal tilsluttes den non-inverterende indgang, er derfor:

$$R_s = \frac{R_1 \times R_m}{R_1 + R_m}$$

1.7 Frekvenskarakteristik

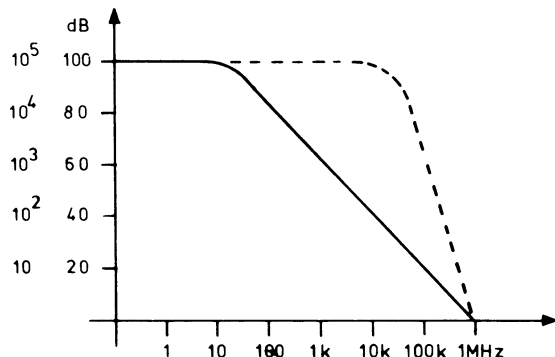
Tilføjer man en operationsforstærker et indgangssignal med forskellige frekvenser, vil man - dersom man ikke har foretaget noget "kunstgreb" - få en frekvenskarakteristik som vist



Det ses, at fasedrejningen $\varphi = 180^\circ$ er en fare for stabiliteten, og dersom forstærkeren modkobles, kan kredsen gå i sving.

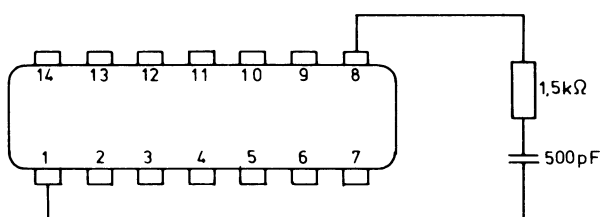
For at forbedre operationsforstærkerens stabilitetsforhold, tilføjer man et sted i koblingen et RC led med en ret lav grænsefrekvens. Dette RC led vil da virke "dominerende" på forstærkerens frekvenskarakteristik, og det vil virke, som om dette var det eneste i kredsen.

Resultatet bliver en frekvenskarakteristik, som den viste. Den punkterede linie viser den oprindelige karakteristik.



Denne frekvenskompensation kan være tilføjet internt i forstærkeren fra fabrikken, eller komponenterne tilsluttes eksternt, som angivet i specifikationen for den pågældende operationsforstærker.

Eksempel på en sådan frekvenskompensation:

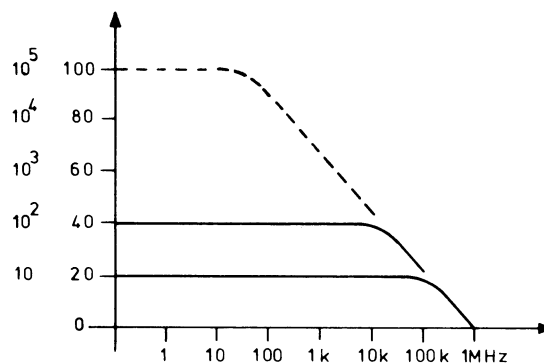


Det ses, at grænsefrekvensen ved "Open-loop" ($A' = A_o = 10^5$, 100 dB) som følge af frekvenskompensationen bliver meget lav.

Grænsefrekvensen a , og dermed båndbredden, vil dog øges under modkoblingen, således at man ved moderate værdier for A' vil få en acceptabel høj grænsefrekvens.

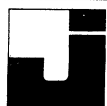
Grænsefrekvensen ved "Open-loop" er f.eks. kun 10 Hz, men man ved $A' =$ henholdsvis 100 (40 dB) og 10 (20 dB) får grænsefrekvensen 10 kHz og 100 kHz.

Den frekvens, ved hvilken A' i alle tilfælde er 1 (0 dB), kaldes enhedsfrekvensen.



For højere frekvenser end grænsefrekvensen ved "Open-loop" (her 10 Hz) gælder følgende sammenhæng:

$$A' f_{\text{Hz}} \times \text{båndbredde} = \text{enhedsfrekvens.}$$

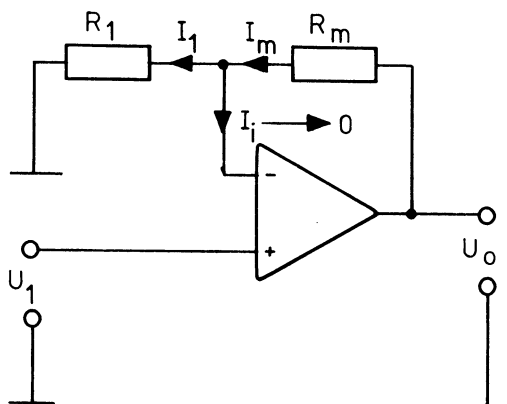


2. NON-INVERTERENDE FORSTÆRKER

2.1 Forstærkning

Hvis man ønsker en forstærkerkobling, der giver et udgangssignal med samme polaritet som indgangssignalet, dvs. ikke invertering, eller acmæssigt med 0° fasedrejning, kan man benytte den ikke inverterende forstærkerkobling.

Endvidere kan man ved denne kobling opnå en meget høj indgangsimpedans, (denne var begrænset med R_1 's værdi ved den inverterende kobling), men herom under afsnittet "indgangsimpedans"



Af opstillingen fås:

$$I_1 + i_i = I_m, \text{ og da } i_i \rightarrow 0 \text{ fås:}$$

$$I_1 = I_m$$

$$\frac{U_1 + U_i}{R_1} = \frac{U_o - (U_1 + U_i)}{R_m}$$

$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_o - U_1}{R_m}, \text{ idet } U_i \rightarrow 0$$

$$U_1 \times R_m = U_o \times R_1 - U_1 \times R_1$$

$$U_o = U_1 \times \left(\frac{R_m}{R_1} + 1 \right)$$

Den ydre forstærkning findes af:

$$A' = \frac{U_o}{U_1} = 1 + \frac{R_m}{R_1}$$

2.2 Spændingsfølger

En speciel "udgave" af den ikke-inverterende forstærker er spændingsfølgeren. Denne opnås ved at vælge følgende grænseværdier for de to modstande:

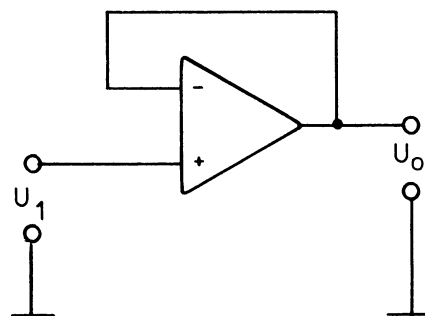
$$R_1 = \infty \text{ og } R_m = 0.$$

Indsat i ovenstående ligning giver disse værdier forstærkningen:

$$A' = 1 + \frac{R_m}{R_1} = 1 + \frac{0}{\infty} = 1.$$

Koblingen giver derfor under disse forhold "ingen spændingsforstærkning", men kan anvendes som impedansomformer, nemlig høj indgangsimpedans og lav udgangsimpedans.

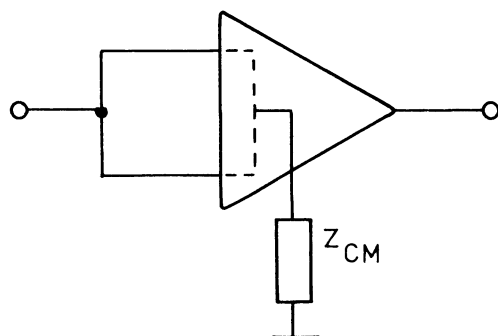
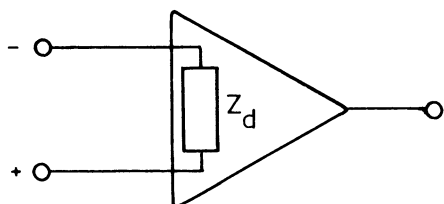
Da de to modstandsværdier 0Ω og $\infty \Omega$ blot er henholdsvis en direkte ledningsforbindelse og en afbrydelse, får koblingen et meget simpelt udseende.





2.3 Indgangsimpedans

For at kunne beregne indgangsimpedansen Z_{ind} , er det nødvendigt at vide, hvilken impedans forstærkeren har mellem de to indgange, minus og plus, og fra de to indgange i kortslettet tilstand til stel, den såkaldte "common mode" impedans, Z_{CM}

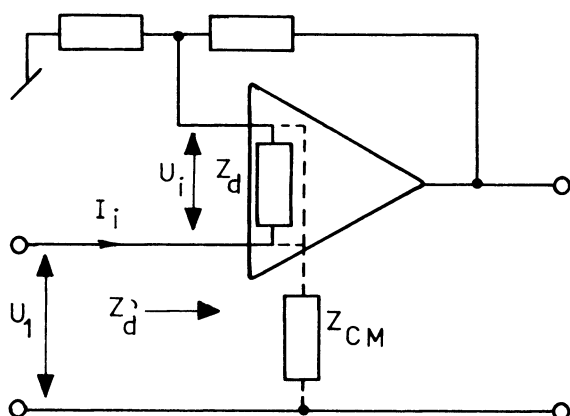


Z_d og Z_{CM} opgives i databladet for operationsforstærkeren, se datablad.

Når Z_{in} skal findes på den non-inverterede forstærker, skal der tages hensyn til serie-modkoblingen.

Z_d ændres af modkoblingen; Z_{CM} kan ikke påvirkes af modkoblingen.

Z_d' kan findes ved:



$$I_i = \frac{U_1}{Z_d'} = \frac{U_i}{Z_d}$$

$$Z_d' = Z_d \times \frac{U_1}{U_i}$$

$$(A_o = \frac{U_o}{U_i}, A' = \frac{U_o}{U_1}, A_s = \frac{A_o}{A'} = \frac{U_1}{U_i})$$

$$Z_d' = Z_d \times A_s \text{ eller } Z_d \times \frac{A_o}{A'}$$

Hvis man ikke havde nogen common mode impedans, $Z_{CM} \rightarrow \infty$, kunne man opnå en indgangsimpedans af helt ufattelig størrelse, nemlig:

$$Z_{ind} = Z_d' = Z_d \times A_s$$

$$(\text{eksempel: } Z_d = 300 \text{ k}\Omega)$$

$$= 300 \times 10^3 \times 10^5$$

$$(A' = 1, A_s = 10^5)$$

$$= 30 \times 10^9 = 30 \text{ G}\Omega$$

"Desværre" danner Z_{CM} og Z_d' en parallelforbindelse, og man får, som nævnt foran, en resulterende indgangsimpedans, som i de fleste tilfælde næsten udelukkende afhænger af Z_{CM} :

$$Z_{in} = \frac{Z_d' \times Z_{CM}}{Z_d' + Z_{CM}}$$

Eksempel

$$Z_{CM} = 30 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{ind} = \frac{30 \text{ G} \times 30 \text{ M}}{30 \text{ G} + 30 \text{ M}} \approx 30 \text{ M}\Omega$$

Altså ses det, at Z_{CM} i dette tilfælde alene bestemmer indgangsimpedansen. Kobles forstærkeren derimod til 100 ganges forstærkning, fås:

$$Z_d' = Z_d \times \frac{A_o}{A'} = Z_d \times A_s$$

$$= 300 \times 10^3 \times \frac{10^5}{10^2}$$

$$= 300 \times 10^6 = 300 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{ind} = \frac{300 \text{ M} \times 30 \text{ M}}{300 \text{ M} + 30 \text{ M}} = 27 \text{ M}\Omega$$



2.4 Udgangsimpedans

Udgangsimpedansen på den non-inverterende forstærker er, i lighed med udgangsimpedansen på den inverterende, meget lav, idet der også her er etableret en spændingsmodkobling.

Udgangsimpedansen bliver formindsket med sløjfeforstærkningen

$$Z_{ud}' = \frac{Z_{ud}}{A_s}$$

da $A_s = \frac{A_o}{A_i}$ kan Z_{ud}' omskrives til:

$$Z_{ud}' = Z_{ud} \times \frac{A_i}{A_o} = -\frac{1 + \frac{R_m}{R_1}}{A_o}$$

Eksempel:

Udgangsimpedansen på en spændingsfølger indeholdende en operationsforstærker med følgende data:

$A_o = 10^5$ og $Z_o = 5 \text{ k}\Omega$ findes til:

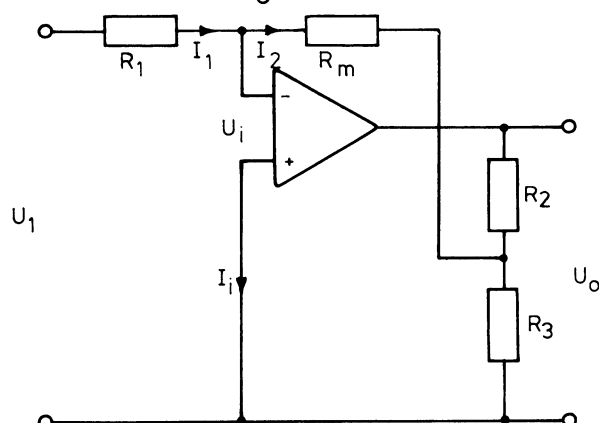
$$R_{ud} = 5 \text{ k} \times \frac{1}{10^5} = \underline{50 \text{ m}\Omega}$$

3. INVERTERENDE FORSTÆRKER MED POTENTIOMETRISK MODKOBLING

Af hensyn til offsetproblemet bør modkoblingsmodstanden R_m ikke overstige $100 \text{ k}\Omega$.

Hvis man ønsker en inverterende forstærker med "stor" indgangsmodstand og "stor" forstærkning, kan operationsforstærkeren kobles med potentiometrisk modkobling.

3.1 Forstærkning



Hvis vi ser bort fra U_i og I_i , kan vi skrive følgende:

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\text{da } I_1 = \frac{U_1}{R_1} \text{ og}$$

$$I_2 = \frac{U_o \times \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{R_m} \text{ fås}$$

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_o \times \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{R_m} = 0$$

$$U_o = -\frac{U_1}{R_1} \times \frac{R_m}{\frac{R_3}{R_2 + R_3}} =$$

$$U_o = -U_1 \times \frac{R_m}{R_1} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_3} \right)$$

$$A' = \frac{U_o}{U_1} = -\frac{R_m}{R_1} \times \left(\frac{R_2}{R_3} + 1 \right)$$

3.2 Indgangsimpedans

Indgangsimpedanser er, som i den inverterende forstærker, lig med R_1 .

3.3 Udgangsimpedans

Da der er spændingsmodkobling, er

$$Z_{ud}' = \frac{Z_{ud}}{A_s}$$

eller

$$Z_{ud}' = Z_{ud} \times \frac{A'}{A_o}$$

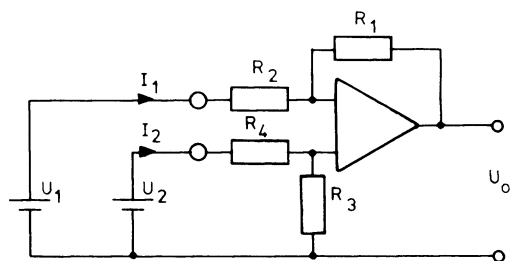


4. DIFFERENTIALFORSTÆRKER - SUBTRAKTIONSKOBLING

4.1 Forstærkning

I en differensforstærker er det spændingsforskellen mellem de to indgange, der forstærkes, dvs. at forstærkningen fra hver af de to indgange skal være lige store, samt at det ene indgangssignal skal fasevendes i forhold til det andet, således at der kan ske en subtraktion i forstærkeren.

Af hensyn til offset skal de to indgange "se" ud i samme impedans.



Forudsætningen for, at de to indgange skal "se" ud i samme impedans, er:

$$R_1 // R_2 = R_3 // R_4$$

Hvis spændingen U_1 ændres, sker der en spændingsændring på U_o bestemt af $-R_1/R_2$, dvs.

$$A_1 = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_1} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Ændres U_2 , fås en ændring af U_o bestemt af

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2},$$

(spændingen på +indgangen gange non-inv. forstærkningen)

dvs.

$$A_2 = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} =$$

$$A_2 = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}$$

for at få: $\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} = 1$ vælges:

$$R_1 = R_3$$

og

$$R_2 = R_4$$

Herved fås:

$$A_1 = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$A_2 = \frac{R_3}{R_4}$$

eller

$$|A_1| = |A_2| = \frac{R_1}{R_2}$$

Heraf:

$$U_o = (U_2 - U_1) \frac{R_1}{R_2}$$

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

Offsetproblemet er samtidig løst, når:

$$R_1 = R_3$$

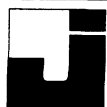
og

$$R_2 = R_4$$

4.2 Indgangsimpedans

Indgangsimpedansen er lig med:

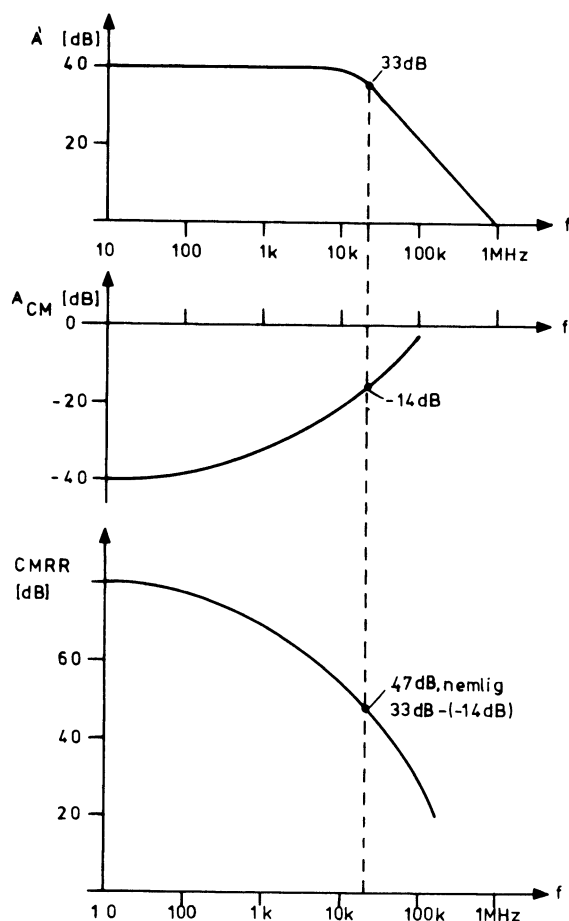
$$R_2 + R_4.$$



4.3 CMRR

CMRR for en differensforstærker med en operationsforstærker er meget stor og afhænger af spredning på komponenter, indre kapaciteter m.m.

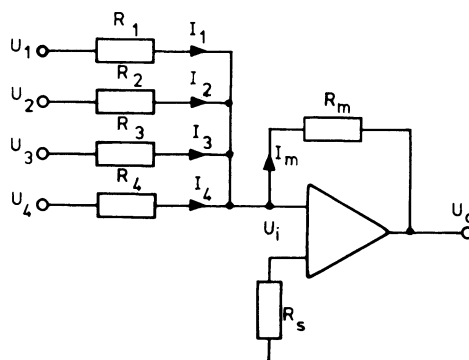
Et typisk forløb af sammenhængen mellem A_d , A_{CM} og CMRR som funktion af frekvensen vil være:



5. ADDITIONSFORSTÆRKER - SUMMATIONSKOBLING

5.1 Summation

En operationsforstærker kan bruges til at sammenlægge flere spændinger, uden at disse behøver at sættes i serie.



For opstillingen kan skrives:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_i}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_2 - U_i}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{U_3 - U_i}{R_3}$$

$$I_4 = \frac{U_4 - U_i}{R_4}$$

$$I_m = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$$

heraf

$$-U_o = I_m \times R_m$$

idet $U_i \rightarrow 0$

$$U_o = -R_m \left[\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_4}{R_4} \right]$$

Vælges:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_m$$

fås:

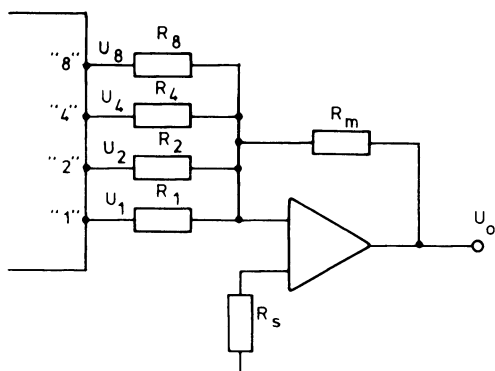
$$U_o = -(U_1 + U_2 + U_3 + U_4)$$



5.2 Digital - analog converter med summationskobling

Ved at gøre modstandene i indgangen forskellige, kan indgangsspændingerne gives forskellig "vægt" i sumspændingen.

Har man et digitalt kredsløb med fire udgange, hvor +5 V er på de fire udgange, indikerer tallene 1, 2, 4 og 8, kan spændingerne sammenlægges, således at sumspændingen er analog med summen af værdierne på udgangene på det digitale kredsløb.



Modstandene kan findes ved:

+5 V på "1" skal give -1 V på udgangen

+5 V på "2" skal give -2 V på udgangen

+5 V på "4" skal give -4 V på udgangen

+5 V på "8" skal give -8 V på udgangen

R_m fastlægges til 1 k Ω

Forstærkningen fra "1"

$$A_1 = \frac{1}{5} = \frac{R_m}{R_1}$$

$$R_1 = 5 \text{ k}\Omega$$

Forstærkningen fra "2"

$$A_2 = \frac{2}{5} = \frac{R_m}{R_2}$$

$$R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Forstærkningen fra "4"

$$A_4 = \frac{4}{5} = \frac{R_m}{R_4}$$

$$R_4 = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Forstærkningen fra "8"

$$A_8 = \frac{8}{5} = \frac{R_m}{R_8}$$

$$R_8 = 625 \text{ k}\Omega$$

Eksempel:

Hvis der er +5 V på "1" og "8" og 0 V på "2" og "4", vil sumspændingen være:

$$U_o = -R_m \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_4}{R_4} + \frac{U_8}{R_8} \right)$$

$$U_o = -1\text{k} \left(\frac{5}{5\text{k}} + \frac{0}{2,5\text{k}} + \right.$$

$$\left. \frac{0}{1,25\text{k}} + \frac{5}{0,625\text{k}} \right) \text{ V}$$

$$U_o = -1\text{k} (1\text{m} + 8\text{m}) \text{ V}$$

$$U_o = \underline{-9 \text{ V}}$$



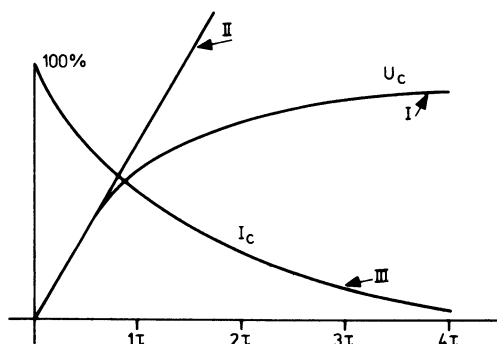
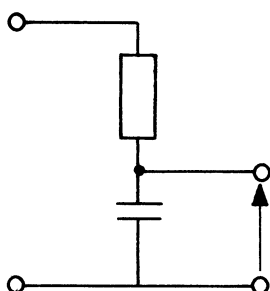
DISPOSITION

1. Integrationskobling

1. INTEGRATIONSKOBLING

1.1 RC led

Et RC led, som vist, betegnes ofte et "lavpasfilter", imidlertid betegnes det også "integrationsled".



Oplades kondensatoren i integrationsleddet, vil opladespændingen forløbe efter kurve I og opladestrømmen efter kurve III.

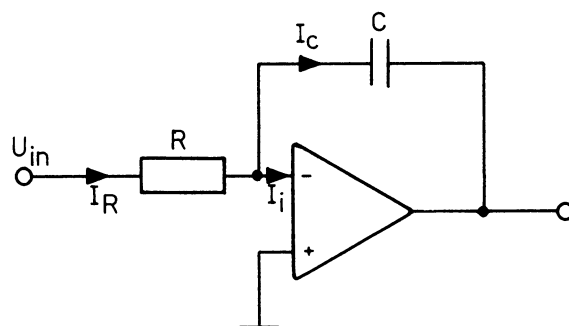
Af kurverne ses, at når ladestrømmen aftager pr. tidsenhed, bliver spændingens tilvækst over kondensatoren pr. tidsenhed mindre og mindre.

Oplades en kondensator derimod af en konstant strøm, vil spændingen over C forløbe efter kurve II.

Den integration, der foretages af RC leddet, er kun en tilnærmet integration på grund af den uli-
neære opladekurve.

1.2 Integration med operationsforstærker

Ved hjælp af en operationsforstærker kan der opbygges en integrator, der giver en konstant ladestrøm til kondensatoren.



Af figuren ses:

$$I_R = I_i + I_C$$

$$\text{da } I_i \rightarrow 0$$

er strømmen gennem kondensatoren den samme som i modstanden

$$I_R = I_C$$

Strømmen i modstanden bestemmes kun af:

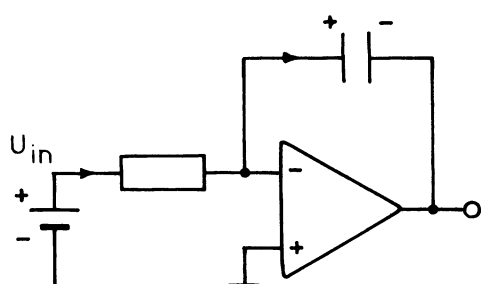
$$\frac{U_{in}}{R},$$

hvilket giver konstant strøm til kondensatoren.

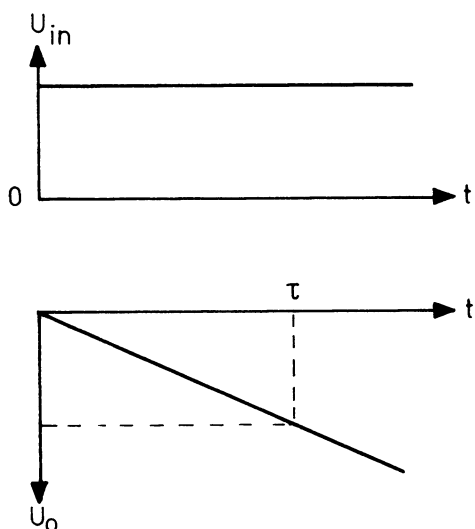
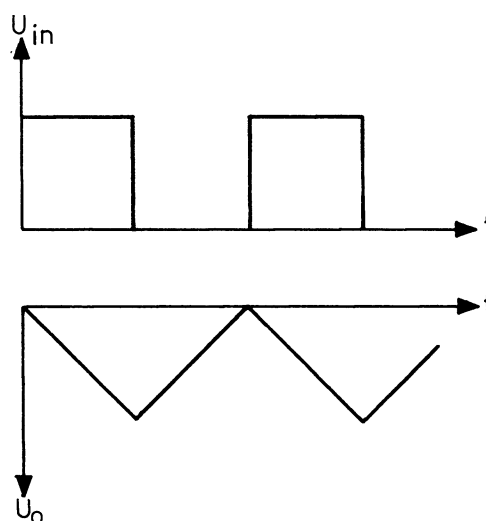


Tilføres en positiv DC spænding til kredsløbet, vil spændingen på udgangen stige lineært i negativ retning på udgangen.

Spændingen på udgangen vil stige, så længe spændingen er tilsluttet indgangen, eller indtil udgangsspændingen når $-U_{cc}$.



Tilføres en firkantspænding til indgangen, er udgangsspændingen en trekantspænding.



Spændingsændringen pr. tidskonstant τ er lig U_{in}

eller

$$\Delta U_o = U_{in} \times \frac{R_C}{\Delta t},$$

dette gælder, når U_{in} er konstant.



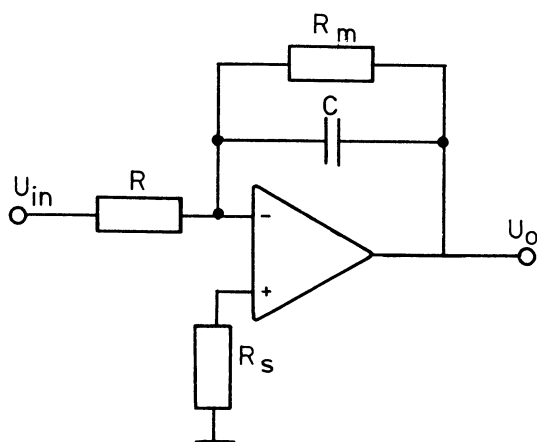
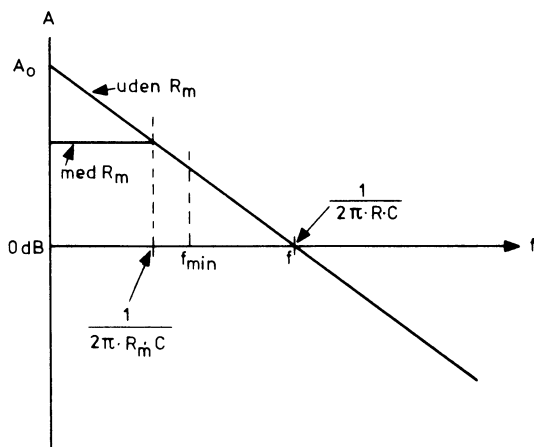
1.3 Forstærkningsbegrænsning

Af hensyn til offset begrænses "forstærkningen" ved lave frekvenser.

Frekvensgangen for integratoren ser således ud:

På grund af frekvenskarakteristikens krumning omkring overgangsfrekvensen er den mindste frekvens, der må integreres, lig med:

$$f_{\min} = 5 \times \frac{1}{2 \pi \times R_m \times C}$$



Uden R_m stiger forstærkningen af sinusspændinger ved meget lave til A_0 .

Uden R_m ville en eventuel offsetspænding blive integreret og forstærkeren gå i mætning.

R_m er normalt omkring $100 \text{ k}\Omega$.

R_m danner sammen med C en overgangsfrekvens bestemt af:

$$\frac{1}{2 \pi \times R_m \times C}$$





DISPOSITION

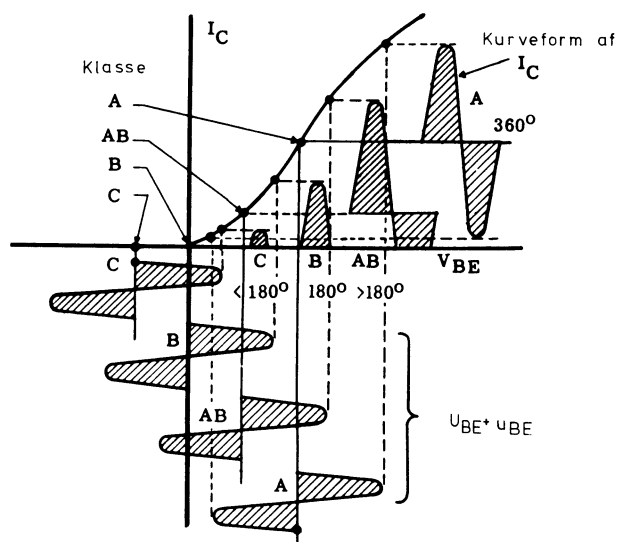
1. Transistorens arbejds punkt
2. Klasse A effektforstærker
3. Klasse AB effektforstærker, R 101
4. Virkningsgrad og udgangseffekt
5. Komplementær effektforstærker

1. TRANSISTORENS ARBEJDSPUNKT

En typisk forstærker består af adskillige forstærkertrin. De fleste af disse trin er spændingsforstærkere, hvor den afgivne signalstrøm og dermed signaleffekt er lille.

I modsætning hertil skal udgangstrinnet ofte aflevere en anseelig effekt. For at kunne aflevere effekt, skal udgangstrinnet også tilføres effekt fra spændingsforsyningen. For at få en rimelig virkningsgrad, dvs. forholdet mellem afgiven og tilført effekt er man ofte nødt til at lægge arbejds punktet anderledes end ved en spændingsforstærker.

1.1 Arbejds punktets placering



1.2 Klasse A

Ved et arbejds punkt i klasse A forstås, at transistoren leder i alle 360° af et inputsignal.

Uden inputsignal afsættes der effekt i transistoren.

1.3 Klasse AB

Ved et arbejds punkt i klasse AB forstås, at transistoren leder mellem 180° og 360° af et inputsignal.

Uden inputsignal afsættes der effekt i transistoren, men mindre end ved klasse A.

1.4 Klasse B

Ved et arbejds punkt i klasse B forstås, at transistoren leder 180° af et inputsignal.

Uden inputsignal afsættes der ikke effekt i transistoren.

1.5 Klasse C

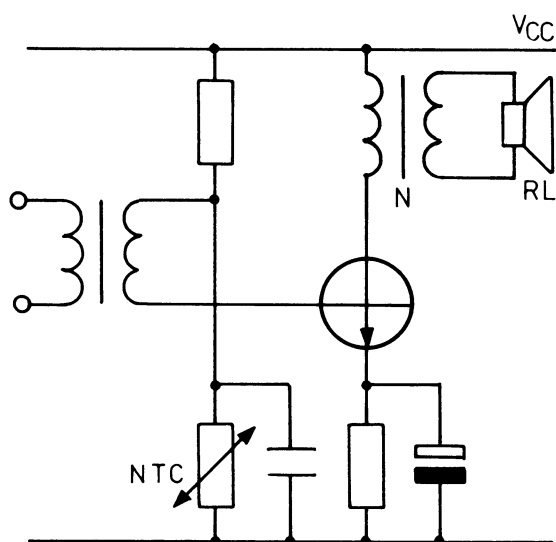
Ved et arbejds punkt i klasse C forstås, at transistoren leder i mindre end 180° af et inputsignal.

Uden inputsignal afsættes der ikke effekt i transistoren.

2. KLASSE A EFFEKTFORSTÆRKER

2.1 Transformatorkoblet klasse A transistorforstærker

Virkningsgraden i opstillingen udgør maksimalt 50%, dvs. at op til halvdelen af den tilførte effekt afsættes i belastningen.



Modstanden, som transistoren belastes af, er den transformerede belastningsmodstand R_L .

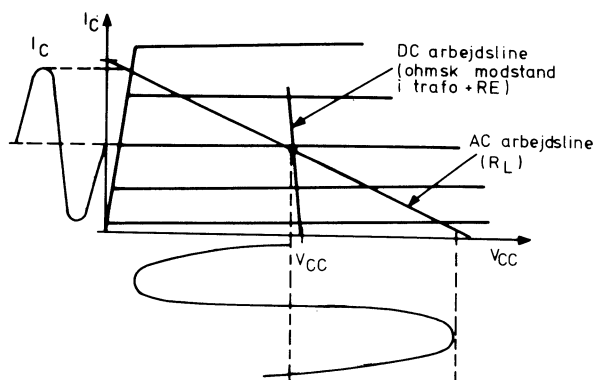
$$R_L' = N^2 \times R_L$$

Uden signal ind er kollektorspændingen tilnærmert $+U_{CC}$.

Med et positivt signal på basen nærmer kollektorspændingen sig 0 V.

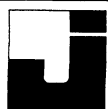
Ved den efterfølgende negative halvperiode går transistoren mod OFF, og spændingen på kollektoren stiger til en værdi af ca. $2 \times U_{CC}$ ved fuld udstyring.

Udgangstranstoren skal derfor kunne tåle en U_{CE} , der er dobbelt så stor som forsyningsspændingen.



Hvis belastningen på sekundæren af transformatoren fjernes, opfører transformatoren sig som en ren spole.

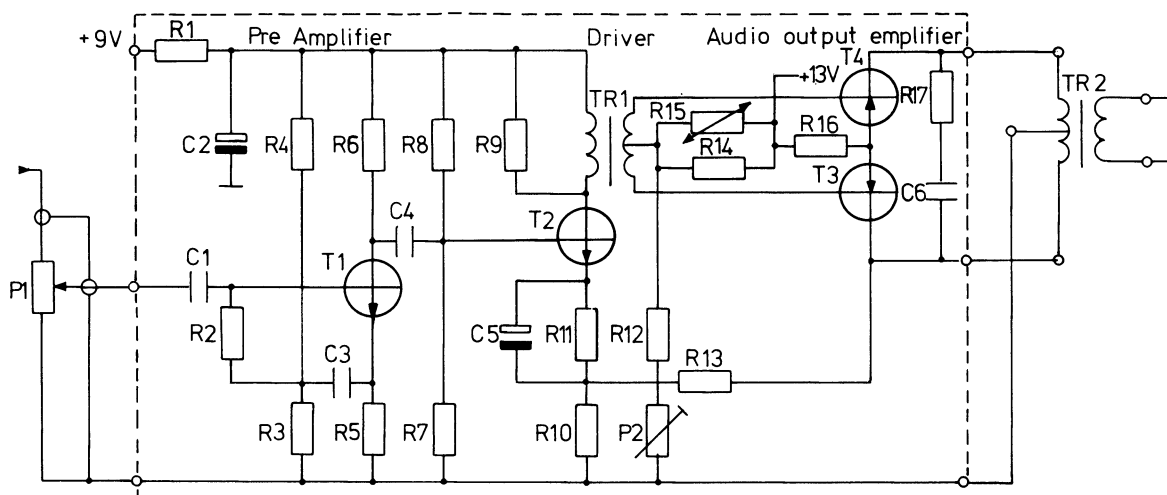
På kollektoren af transistoren opstår der meget store spændinger, der kan resultere i, at udgangstranstoren ødelægges.



3. KLASSE AB EFFEKTFORSTÆRKER

R 101

3.1 Kredsløb



3.2 Kredsløbsbeskrivelse, preamplifier og driver

Basis på T_1 er forbundet til volumekontrollen P_1 på $100\text{ k}\Omega$. Indgangsimpedansen i preamplifieren er ret høj, idet der er foretaget boot-strapping.

T_1 fungerer som spændingsforstærker med en forstærkning på ca. seks gange.

T_2 er en transformatkoblet klasse A effektforstærker, der fungerer som driver for udgangstransistorerne.

Fra kollektoren af T_3 er der ved hjælp af R_{13} og R_{10} foretaget en spændingsserie-modkobling. Modkoblingen hæver indgangsimpedansen sammen med strøm-seriemodkoblingen ved T_2 , etableret ved hjælp af TR_1 og R_{10} .



3.3 Push-pull kobling

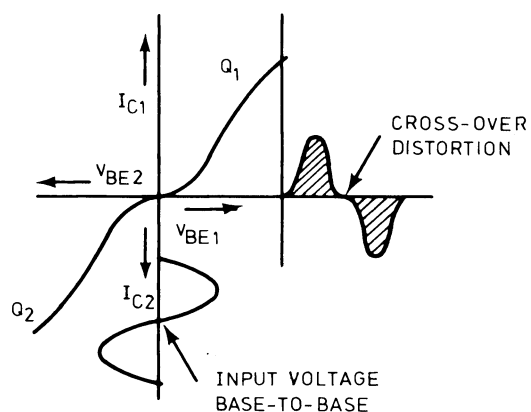
Opstillingen, som udgangstransistorerne sidder i, kaldes en push-pull kobling. Koblingen er en balanceret forstærker i lighed med en differentialforstærker.

De to baser fødes fra en transformator, der afleverer et balanceret signal, dvs. at signalet til baserne har samme amplitude, men modsat fase.

Når strømmen til den ene base stiger, falder strømmen til den anden, heraf navnet push-pull.

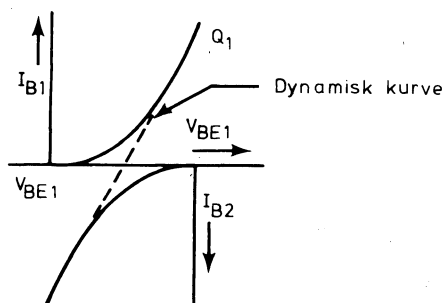
Koblingen kan anvendes i både klasse A og klasse AB.

Hvis trinnet anvendes i ren klasse B, opstår der "cross-over" forvrængning.

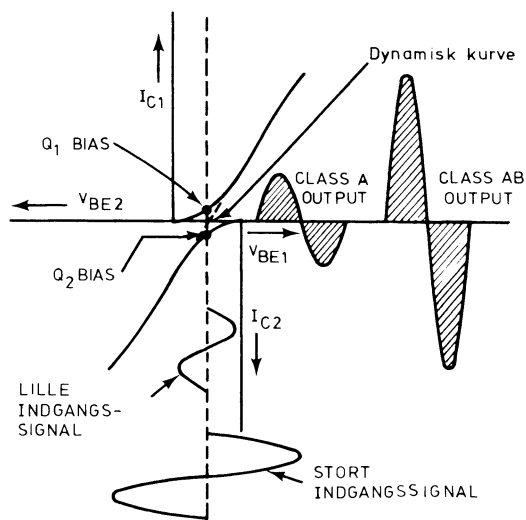


For at undgå denne forvrængning, forspændes begge base-emitterstrækninger, således at der går en hvilestrøm i transistorerne.

De to basis-emitter diodekurver danner så tilsammen en retliniet dynamisk indgangskaraktistik for koblingen.

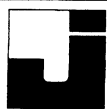


Ved små indgangssignaler kører koblingen i klasse A, ved store indgangssignaler klasse AB.

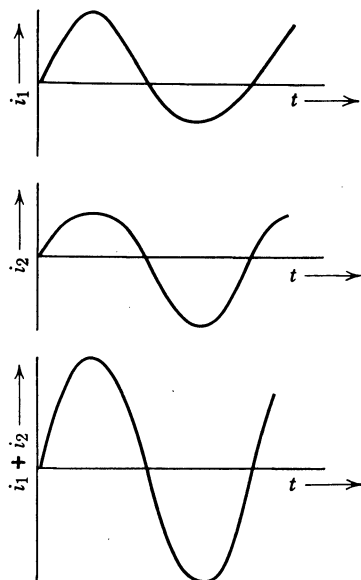


Forspændingen til kredsløbet i pkt. 3.1 dannes af modstandene R 14//R 15 i serie med R 2 og P 2. P 2 kan justeres til korrekt arbejds punkt. R 15 er en NTC modstand og tjener til at fastholde arbejds punktet overfor temperaturstigninger.

Virkningsgraden ved klasse AB er højere end ved klasse A. Uden signal trækkes der en ret lille strøm i transistorerne. Ved fuld udstyring leverer transistorerne effekt til hver sin halvperiode af signalet. Herved nedsættes også behovet for køling af transistorerne.



En yderligere fordel ved push-pull koblingen er, at lige harmonisk forvrængning udbalanceres i transformatoren.

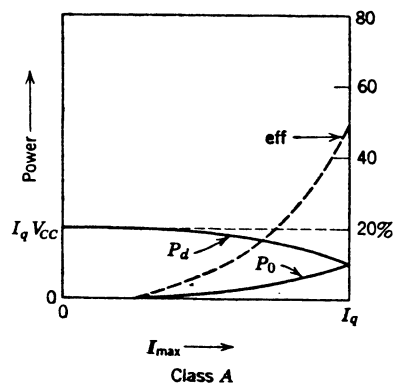
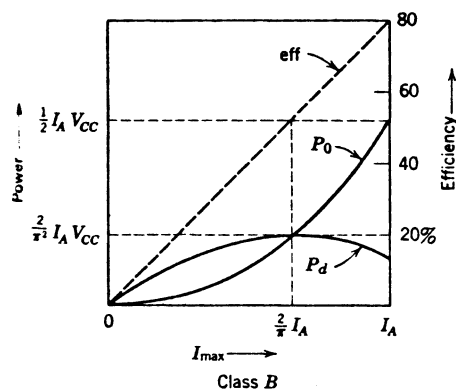


Lige harmonisk forvrængning opstår, når transistorer udstyres kraftigt på grund af transistorens krumme karakteristik.

4. VIRKNINGSGRAD OG UD-GANGSEFFEKT

4.1 Virkningsgrad i klasse A og klasse B

Illustrationerne viser udgangseffekt P_O , afsat effekt i transistoren P_D og virkningsgrad som funktion af peak output strøm I_{max} .



Af de to kurver ses, at anvendes en transistor med $P_D = 5 \text{ W}$ i henholdsvis klasse A og klasse B, kan den maksimale P_O i klasse A højst være 5 W , hvorimod den kan være 20 W i klasse B.

Virkningsgraden i ren klasse B er teoretisk $78,5\%$ ved fuld udstyring af et sinussignal. Imidlertid køres der ikke i ren klasse B af hensyn til cross-over forvrængning.

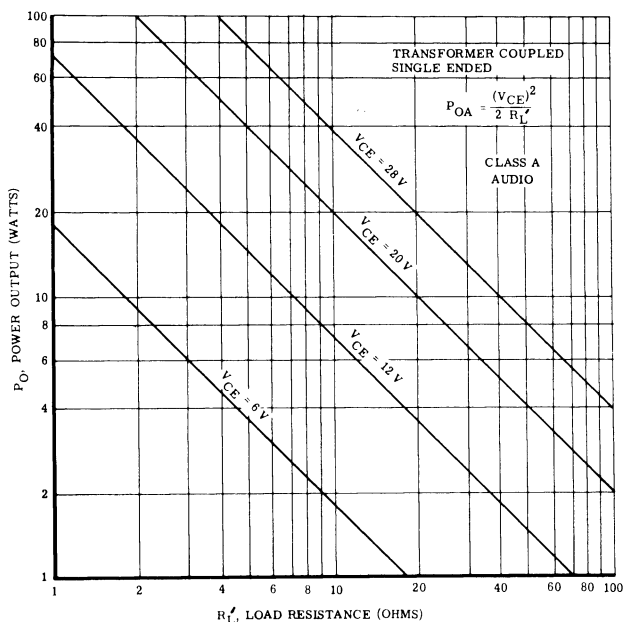


4.2 Udgangseffekt i klasse A og klasse B

Nomogrammerne viser udgangseffekt som funktion af belastningsmodstanden ved forskellige forsyningsspændinger.

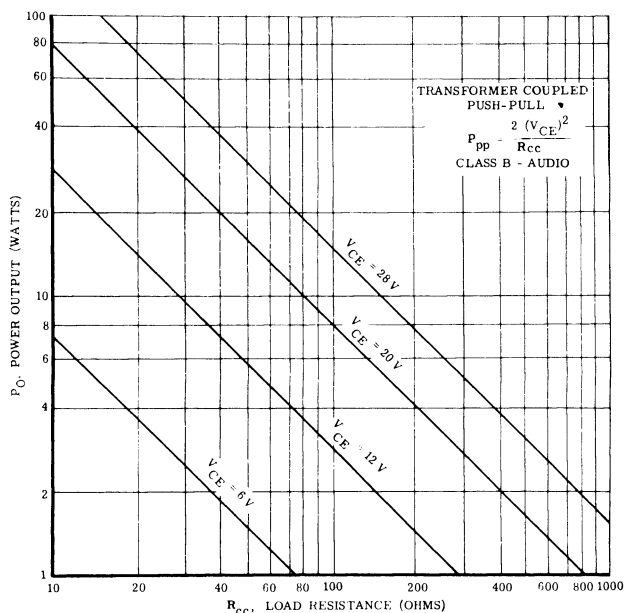
Klasse A:

Nomogrammet gælder for et transformator koblet klasse A trin, som f.eks. i pkt. 2.1.



Klasse B:

Nomogrammet gælder for et transformator koblet push-pull trin i klasse B.

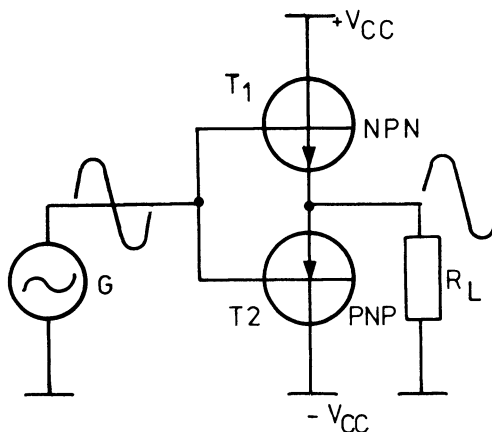


5. KOMPLEMENTÆR EFFEKTFORSTÆRKER

5.1 Princip

Med to komplementære transistorer er det muligt at fremstille et transformatorløst udgangstrin.

At to transistorer er komplementære vil sige, at den ene er en PNP og den anden en NPN transistor, og at de har samme data, med undtagelse af polariteten af forsyningsspændingen.



De to transistorer virker hver for sig som en emitterfølger med R_L som emittermodstand.

Tænker man sig, at DC spændingen på baser og emittere er 0 V, vil T_1 trække strøm, hvis baserne tilføres en positiv halvperiode fra generatoren. T_2 vil forblive lukket, når basen er mere positiv end emitteren. Spændingen over R_L bliver en positiv halvperiode.

Tilføres en negativ halvperiode, lukker T_1 , og T_2 trækker strøm. Herved ændres strømretningen gennem R_L , og spændingen over R_L bliver en negativ halvperiode.



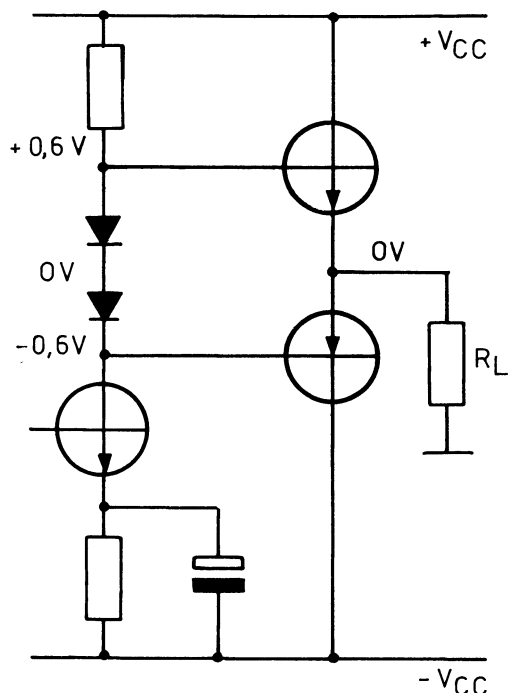
5.2 Arbejdspunkt for udgangstransistorer

Transistorerne skal bringes i et passende arbejdspunkt for at undgå cross-over forvrængning. Samtidig skal transistorernes arbejdspunkt stabiliseres overfor temperaturændringer i transistorerne.

Dette kan løses på forskellige måder:

1. Mellem baserne anbringes to dioder.

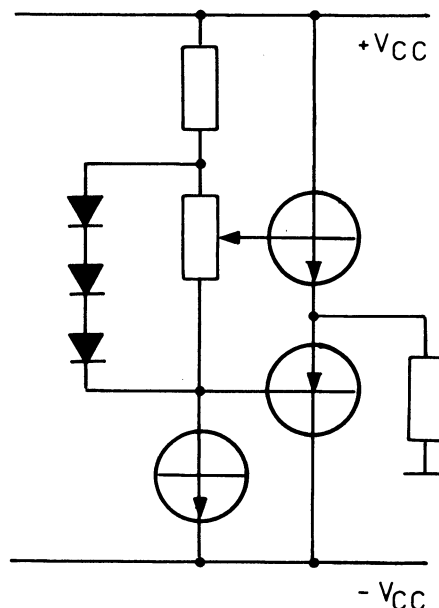
Den konstante spænding over disse dioder bringer udgangstransistorerne i arbejdspunktet.



Hvis temperaturen ved dioderne stiger, falder spændingen over dioderne.

Spændingen over en diode falder ca. $2,3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, hvorved arbejdspunktet stabiliseres.

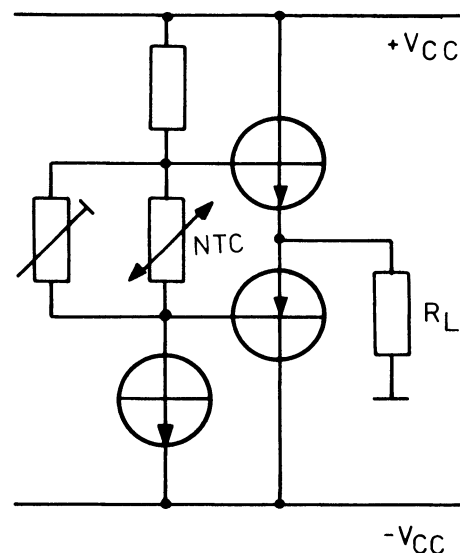
Hvis tomgangsstrømmen, dvs. strømmen i udgangstransistorerne uden signal skal kunne justeres, kan koblingen ændres til:

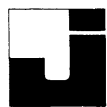


2. Mellem baserne anbringes en NTC modstand parallelt med et trimmepotentiometer.

Med trimmepotentiometret kan spændingen mellem baserne justeres, hvorved tomgangsstrømmen ændres.

NTC modstanden bliver mindre ved stigende temperatur, hvorved bliver spændingen mellem baserne mindre, og transistorernes arbejdspunkt er stabiliseret overfor temperaturændringen.





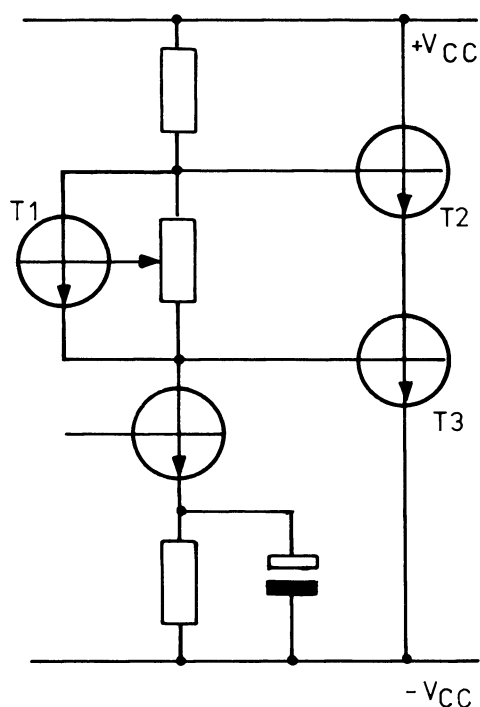
3. Mellem baserne anbringes en transistor parallelt med et trimmepotentiometer.

Med trimmepotentiometret kan spændingen mellem baserne på T_2 og T_3 bestemmes.

Justeres udtaget på trimmepotentiometret mod emitteren på T_1 , stiger spændingen over trimmepotentiometret, indtil basis-emitterspændingen på T_1 er ca. 0,6 V.

Justeres udtaget på trimmepotentiometret mod kollektoren på T_1 , falder spændingen over trimmepotentiometret, indtil basis-emitterspændingen på T_1 er ca. 0,6 V.

Herved kan arbejds punktet for T_2 og T_3 justeres.



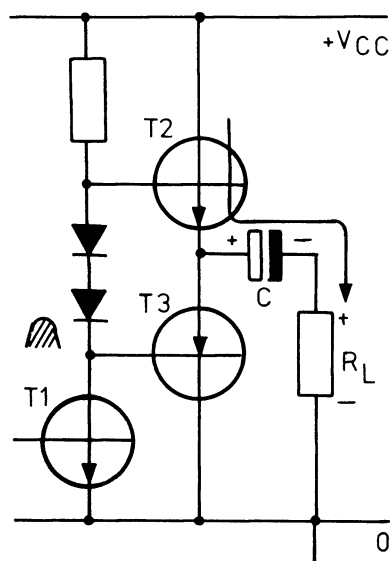
Hvis temperaturen ved T_1 stiger, leder T_1 ved en lavere basis-emitterspænding. Herved falder spændingen mellem kollektor og emitter, indtil basis-emitterspændingen har en værdi, der passer til temperaturen.

Basis-emitterspændingen på T_1 falder med $2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

5.3 Komplementært udgangstrin med enkelt spændingsforsyning

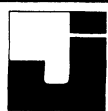
Spændingsforsyningen til et komplementært udgangstrin behøver ikke at være balanceret, idet det er tilstrækkeligt med en enkelt spændingsforsyning.

Ved anvendelse af enkelt spændingsforsyning skal der bruges en overføringskondensator i udgangen; forstærkeren kan dermed ikke anvendes til forstærkning af DC signaler.

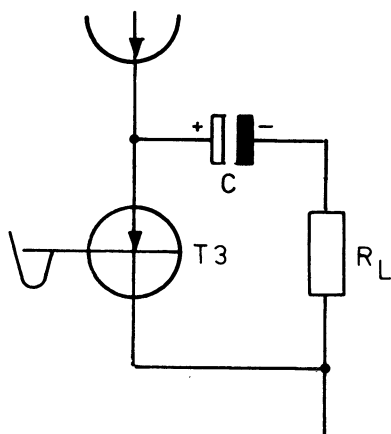


Tilføres en positiv halvperiode til baserne af T_2 og T_3 , åbner T_2 , hvorimod T_3 lukker.

Der trækkes en strøm gennem C , der bliver opladet, og over R_L fås en positiv halvperiode i forhold til stel.

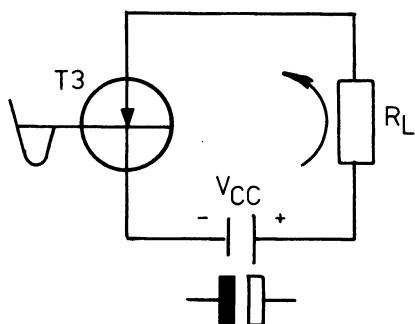


Tilføres der en negativ halvperiode til baserne af T_2 og T_3 , åbner T_3 , hvorimod T_2 lukker.



Energien, som C er opladet med, virker nu som spændingsforsyning til T_3 .

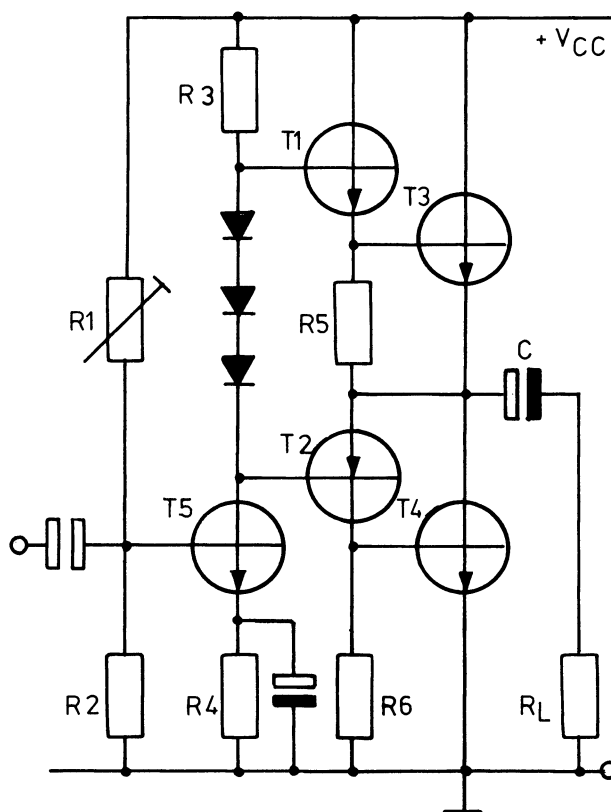
Da det er ligegyldigt, hvor spændingskilden sidder i et kredsløb, kan ovenstående diagram omtegnes til:



Strømmen løber modsat vej gennem R_L , og C aflades. Spændingen over R_L vil være en negativ halvperiode målt i forhold til stel.

5.4 Quasi-komplementært udgangstrin

Udvalget af komplementære transistorer til store effekter er begrænset. Derfor anvendes en kobling med to parrede transistorer som udgangstransistorer og to komplementære transistorer som drivere; dette kaldes et quasi-komplementært trin



T_1 og T_3 udgør tilsammen en darlingtonforbindelse.

T_4 drives af kollektorstrømmen fra T_2 i modsætning til T_3 , der drives af emitterstrømmen fra T_1 .

T_2 og T_4 danner en PNP-NPN forbindelse og kan betragtes som "en" PNP transistor.



Umiddelbart kan det synes, som om indgangsimpedansen på T_1 og T_2 er forskellig. Dette er imidlertid ikke tilfældet da:

Strømførstærkning $T_1 + T_3$, når der ses bort fra R_5 , er

$$A_i = (1 + h_{fe1}) h_{fe3}$$

og

strømførstærkning $T_2 + T_4$, når der ses bort fra R_6 , er

$$A_i = h_{fe2} \times h_{fe4}$$

På grund af den totale modkobling, bliver indgangsimpedansen på T_1 :

$$Z_{in} = R_L (1 + h_{fe}) h_{fe3}$$

og

indgangsimpedansen på T_2 :

$$Z_{in} = R_L \times h_{fe2} \times h_{fe4}$$

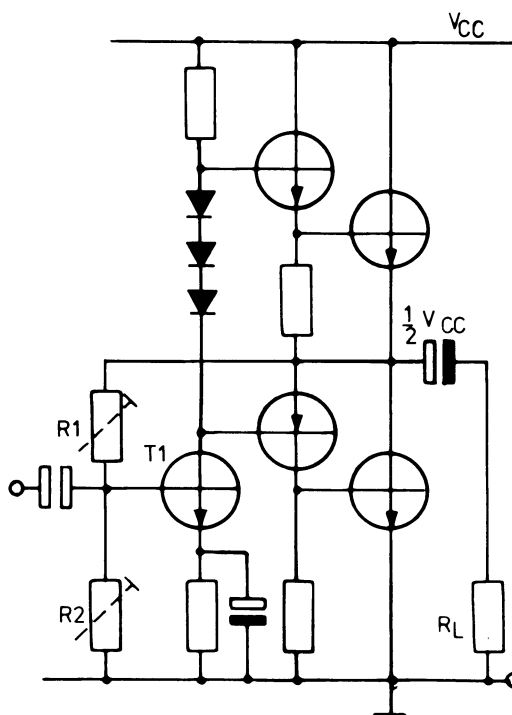
Det kan heraf ses, at indgangsimpedansen til de to transistorer er næsten ens.

På grund af den totale modkobling bliver udgangsimpedansen også ens.

5.5 Midtpunktsjustering

For at få en så stor nytteeffekt som muligt i belastningen er det vigtigt, at spændingen mellem de to udgangstransistorer i et komplementært trin er nøjagtigt midt mellem forsyningsspænding og 0, eller er 0 V ved balanceret spændingsforsyning.

Ofte er der på udgangsforstærkere en justering af denne midtpunktspænding.



Midtpunktspændingen kan justeres ved at ændre arbejds punktet for drivertransistoren T_1 ved hjælp af R_1 eller R_2 .

Samtidig er midtpunktspændingen oftest stabiliseret ved hjælp af en DC modkobling fra udgangen tilbage til basen på drivertransistoren.

Hvis midtpunktspændingen bliver mindre, falder basisspændingen på T_1 , hvorved kollektorspændingen stiger på T_1 , og samtidig stiger midtpunktspændingen.

Modkoblingen kan samtidig være en AC modkobling, der fastlægger spændingsforstærkningen for udgangstrinnet.

5.6 Udgangsmodstand

For at opnå så stor dæmpning af højttalerens tilbøjelighed til at producere dæmpede svingninger, når den påtrykkes et spændingsspring, skal forstærkerens udgangsimpedans være mindst tre gange mindre end højttalerimpedansen.

Dette opnås oftest med spændingsmodkobling.

Forholdet mellem højttalerimpedansen og udgangsimpedansen kaldes dæmpningsfaktoren.



5.7 Boot-strap i udgangsforstærker

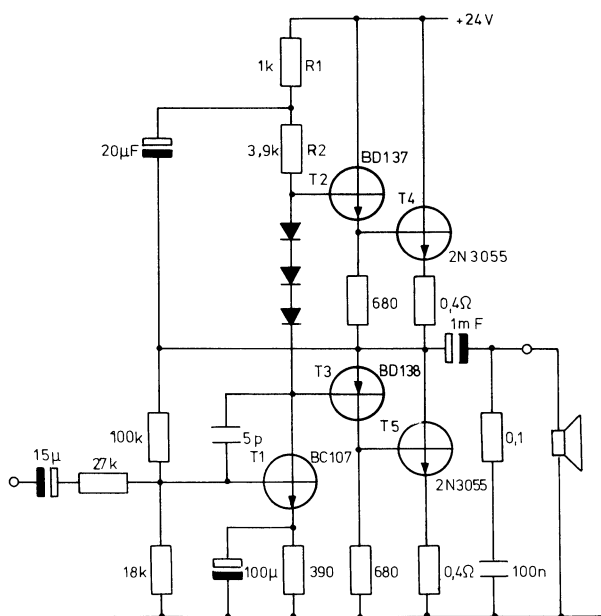
For at hæve kollektorimpedansen på drivertrinnet foretages der ofte boot-strapping fra udgangen af effektforstærkeren tilbage til driverens kollektormodstand.

De to udgangstransistorer kan opfattes som to sæt emitterfølgere, hvor drivertransistoren er bundmodstand i "basisspændingsdeleren", og driverens kollektormodstand er topmodstanden i "basisspændingsdeleren".

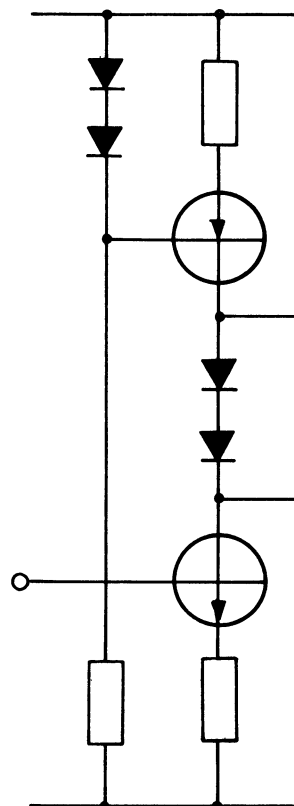
Det er kun nødvendigt at boot-strappe kollektormodstanden, idet udgangsmodstanden i driveren i forvejen er stor.

Herved bliver drivertransistorerne strømstyret, hvorved der opnås en bedre liniearitet i forstærkeren.

Boot-strapping kompenserer endvidere for spændingsfaldet over R_1 , således at T_2 kan udstyres fuldt ud, når spændingen på kollektoren af T_1 går i positiv retning, idet spændingsfaldet over R_2 er konstant.



En anden måde at hæve kollektorimpedansen på drivertrinnet er ved at erstatte kollektormodstanden med en strømgenerator.



5.8 Udgangseffekt

Udgangseffekten fra en komplementær effektforstærker kan anslås til:

$$P_O = u_{eff} \times i_{eff}$$

$$P_O = \frac{U_p}{\sqrt{2}} \times \frac{i_p}{\sqrt{2}} =$$

$$P_O = \frac{\frac{1}{2} U_{CC}}{\sqrt{2}} \times \frac{\frac{1}{2} U_{CC}}{R_L \times \sqrt{2}}$$

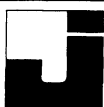
$$P_O = \frac{4}{2 R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8 R_L}$$

5.9 Virkningsgrad

Virkningsgraden for et komplementært udgangstrin er 78,5% for ren klasse B.

Da der imidlertid går en tomgangsstrøm i udgangstransistorerne, er virkningsgraden mindre end 78,5%.





DISPOSITION

1. Køling af transistorer og dioder

1. KØLING AF TRANSISTORER OG DIODER

1.1 Varmestrøm

Anbringes et varmelegeme i en massiv kugle, vil kuglens centrum opvarmes, og varmen vil brede sig ud ad mod kuglens overflade.

Denne transport af varme kaldes varmemestrøm.

Varmestrømmen er direkte proportional med den effekt, der afsættes i kuglens centrum.

Man kan derfor anvende watt som måleenhed for varmemestrøm.

1.2 Varmespænding

Fra kuglens centrum og til dens overflade er der en temperaturforskel, som benævnes varmespænding T , og måleenheden er $^{\circ}\text{C}$.

1.3 Varmemodstand

Udføres forsøget med en kugle af et andet materiale, vil man opdage, at temperaturforskellen mellem kuglens centrum og dens overflade (varmespændingen) er forskellig fra resultatet i første forsøg.

De to materialer leder altså varme forskelligt, fordi de har forskellige varmemodstande.

Varmemodstand benævnes K eller R_{th} og opgives normalt i $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

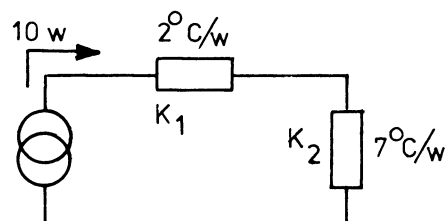
Man kan anvende Ohms lov på varmemestrøm, -spænding og -modstand.

$$T = K \times W$$

1.4 Termisk kredsløb

Kuglen har en varmemodstand fra centrum til overflade og en varmemodstand til den omgivende luft.

Kuglens termiske kredsløb.



K_1 = Varmemodstand fra kuglens centrum til overflade.

K_2 = Varmemodstand fra overfladen til den omgivende luft.

W = Varmestrøm.

Temperaturen i kuglens centrum vil være:

$$T_c = (K_1 + K_2) W = (2 + 7) 10 = 90^{\circ}\text{C}.$$

Temperaturen på overfladen vil være:

$$T_o = K_2 \times W = 7 \times 10 = 70^{\circ}\text{C}.$$

Dette gælder dog kun, hvis den omgivende lufttemperatur er 0°C , men er den forskellige fra 0, skal denne temperaturforskel adderes til.

For kuglen får man således med en omgivelsestemperatur T_{amb} på 20°C :

$$T_c = T_{amb} + (K_1 + K_2) W = 20 + (2 + 7) 10 = 110^{\circ}\text{C}$$

$$T_o = T_{amb} + K_2 \times W = 20 + 7 \times 10 = 90^{\circ}\text{C}.$$



1.5 Transistoren varmekredsløb

Den effekt, der afsættes i en transistor, er bestemt af produktet I_c og U_c .

Krystaltemperaturen T_i i en transistor må ikke overstige en bestemt værdi, idet den ellers ødelægges.

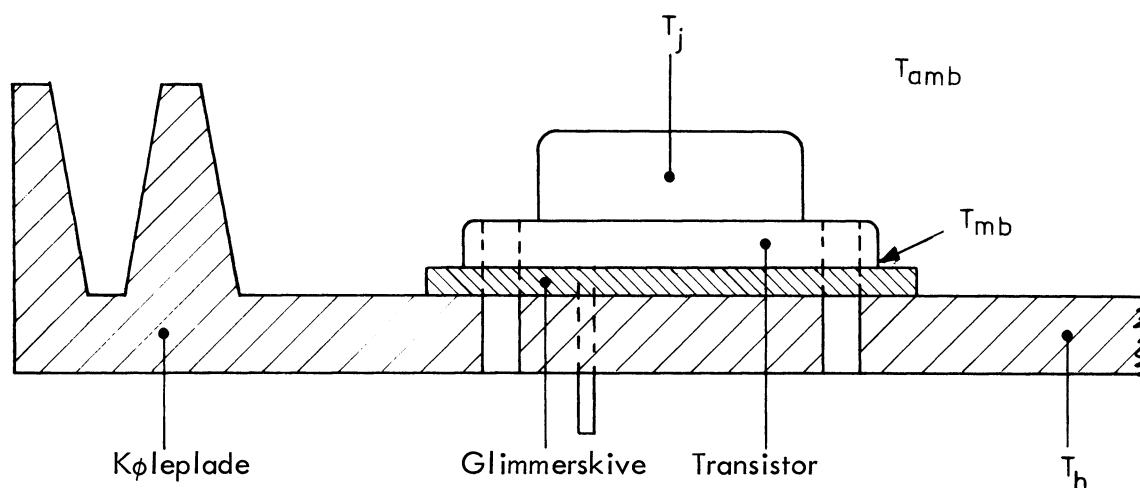
Denne temperatur er for germanium ca. 75 til 100°C og for silicium 150 til 220°C.

Ved transistoren er varmemodstanden mellem krystal og transistorhus K_{j-mb} bestemt af transistorfabrikanten.

Man monterer ofte transistoren på en køleplade ved hjælp af en glimmerskive, der skal give elektrisk isolation.

Denne glimmerskive har også en varmemodstand.

Den eneste varmemodstand, man selv kan planlægge, er da kølepladen.



T_i = Krystaltemperatur

T_{mb} = Transistorhusets temperatur

T_h = Kølepladens temperatur

T_{amb} = Omgivelsestemperatur

K_{j-mb} = Varmemodstand krystal til monteringsflade

K_i = Glimmerskivens termiske modstand

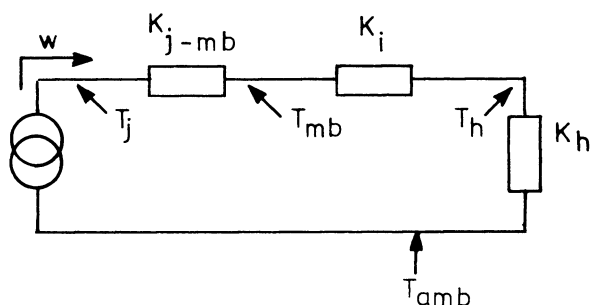
K_h = Kølepladens termiske modstand

Af figuren ses:

$$T_i = T_{amb} + (K_{j-mb} + K_i + K_h)W$$

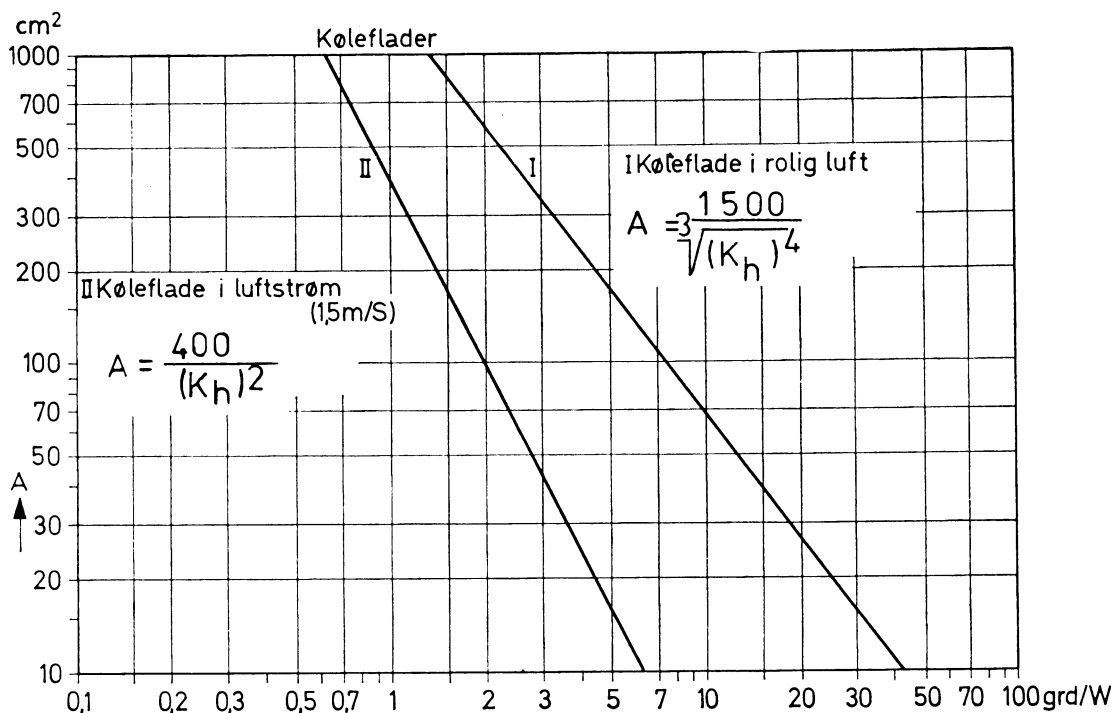
Man kan altså bestemme K_h til:

$$K_h = \frac{T_i - T_{amb}}{W} - (K_{j-mb} + K_i)$$





Når K_h er fastlagt, kan kølepladens areal fastlægges efter nedenstående kurver.



1.6 Eksempel

I en 2N3055 afsættes 30 W , den er monteret med en glimmerskive med $K_i = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$, maksimale omgivelsestemperatur er 40°C ,

$$T_i = 200^\circ\text{C} \text{ og } K_{i-mb} = 1,5^\circ\text{C/W}.$$

Beregn K_h .

$$K_h = \frac{200-40}{30} - (1,5+0,5) = 3,33^\circ\text{C/W}.$$

Hvor stor er T_h og T_{mb} ?

$$T_h = 140^\circ\text{C} \text{ og } T_{mb} = 155^\circ\text{C}.$$

Aflæs arealet af kølepladen på kurven.

$$A = 300 \text{ cm}^2.$$





DISPOSITION

1. Linieforstærkeren

1. LINEFORSTÆRKEREN

En linieforstærker er en elektrok "byggekods" med mange anvendelsesområder.

For eksempel benyttes linieforstærkere i telefonanlæg, hvor der over længere afstande vil kunne være tale om ret væsentlige dæmpninger af signalet på grund af kablellængden.

Samtidig sker der en kraftig dæmpning af de højere frekvenser på grund af kablets selvinduktion og kapacitet.

For at kunne opretholde et bestemt signalniveau, vil man derfor ofte have brug for at indskyde en forstærker, der kan forstærke signalet og samtidig fremhæve de høje frekvenser (diskanthævning).

1.1 Impedanstilpasning

I praksis vil man også ofte arbejde med en standardimpedans på 600Ω , dvs. at alle ind- og udgange er 600Ω .

Man benytter altså impedanstilpasning.

Grunden til det er, at man ved impedanstilpasning undgår refleksioner på kablet, og da impedansen også er temmelig lav, vil man samtidig opnå, at der kun vil være ringe brumindstråling på kablet.

1.2 Frekvensområde

Til taleoverføring er det kun nødvendigt med frekvenser fra 300 Hz til 3,4 kHz.

Da det samtidig ikke er en effektforstærker, er den maksimale udgangsspænding normalt ikke særlig stor.

1.3 dBm

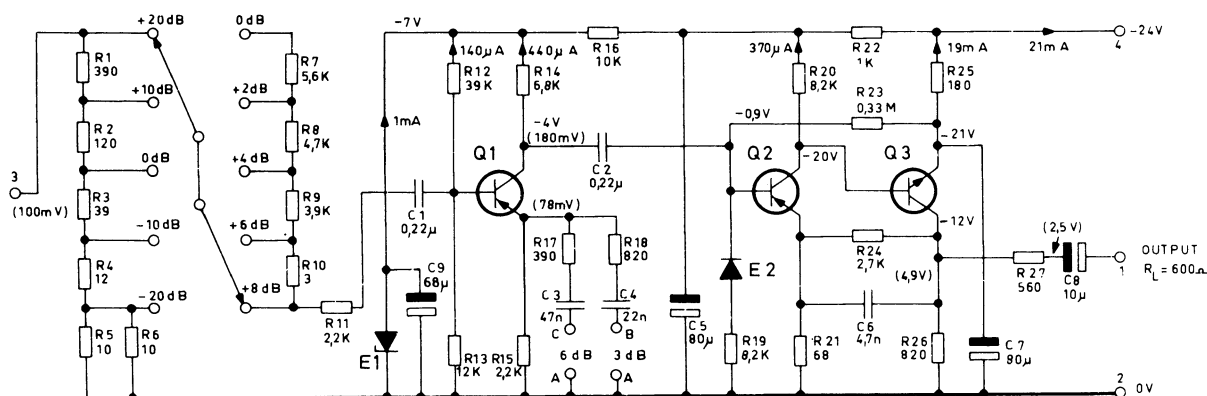
I telefonteknik arbejder man som regel med spændingsniveauer, som har reference i 0 dBm.

Man har spænding svarende til 0 dBm, når spændingen afsætter en effekt på 1 mW i en belastning på 600Ω .

Ud fra formelen: $U = \sqrt{P \times R}$ beregnes spændingen.

Spændingen svarende til 0 dBm er 0,775 volt.

1.4 Eksempel på linieforstærker







DISPOSITION

1. Korrektion for dynamisk/magnetisk pick-up
2. Baskontrol
3. Diskantkontrol
4. Sammenbygget bas- og diskantkontrol
5. Aktiv tonekontrol
6. Fysiologisk styrkekontrol

1. KORREKTION FOR DYNAMISK/ MAGNETISK PICK-UP

I lavfrekvensteknikken benyttes ofte korrektionsnetværk.

Man skelner mellem to typer korrektionsnetværk, passive og aktive.

I lavfrekvensteknikken benyttes ofte aktive korrektionsnetværk, der er baseret på modkobling.

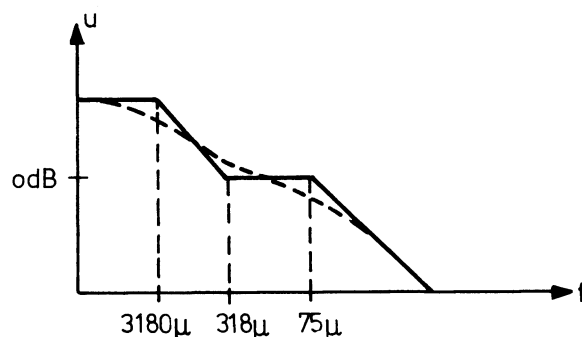
Korrektionskurver opgives normalt med rette linier og overgangsfrekvenser.

De egentlige kurver nærmer sig de rette linier og afviger højst 3 dB fra disse ved overgangsfrekvenserne.

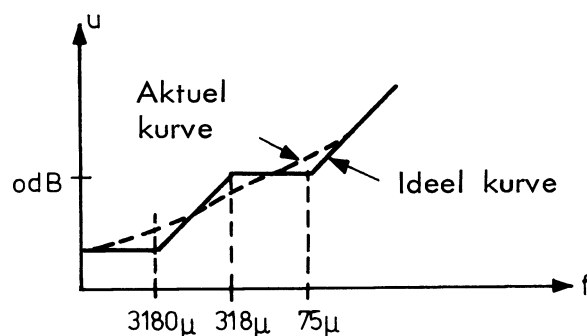
Ved korrektionsnetværk taler man om hævnning og dæmpning af visse frekvenser i forhold til en referenceforstærkning, 0 dB, der normalt er forstærkningen ved 1 kHz.

1.1 RIAA-IEC korrektion

Under indspilning af en grammofoonplade foretages en forbedring, hvorved bassen sænkes, og diskanten hæves.



For at få en retlinet frekvensgang indføres der en efterbetoning i forforstærkeren, hvorved bassen hæves, og diskanten sænkes.



I de internationale normer opgives overgangsfrekvensen som tidskonstanten på det RC led, der giver den pågældende tidskonstant.

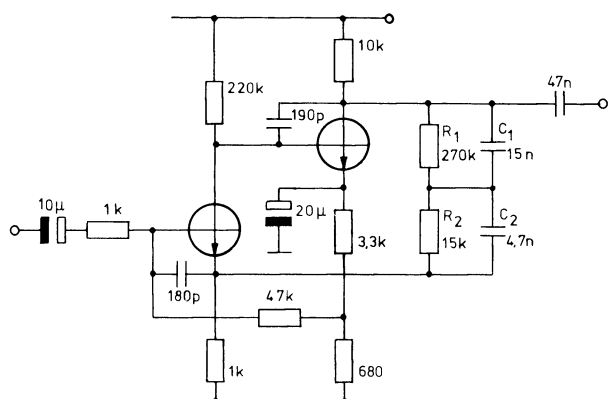
Eksempel:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \times 3180 \mu} = 50 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \times 318 \mu} = 500 \text{ Hz}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \times 75 \mu} = 2120 \text{ Hz.}$$

1.2 Kredsløbseksempel



C_1 og R_1 har overgangsfrekvensen ved ca. 50 Hz og giver forstærkningsbegrænsning ved frekvenser under 50 Hz.

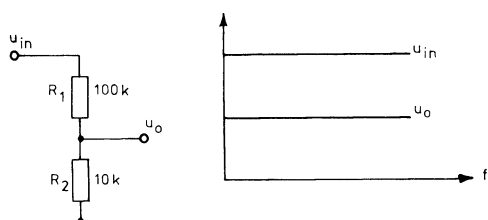
Ved frekvenser over 50 Hz begynder C_1 at kortslutte R_1 , hvorved forstærkningen falder.

C_1 , C_2 og R_2 har overgangsfrekvens ved ca. 500 Hz og giver en lille udfladning af kurven mellem 500 Hz og 2 kHz.

C_2 og R_2 har overgangsfrekvens ved ca. 2 kHz og giver faldende forstærkning ved frekvenser over ca. 2 kHz.

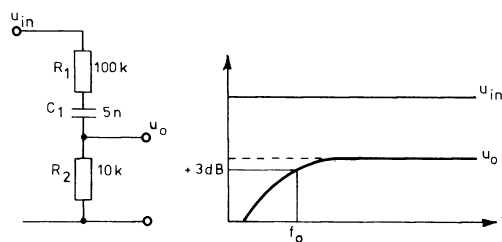
2. BASKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensuafhængigt.



Ved at indføre en kondensator i serie med R_1 eller R_2 , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i basområdet.

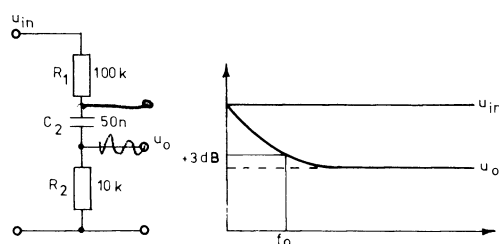
2.1 Bassækning



$$f_o = \frac{1}{2\pi \times R_1 \times C_1} =$$

$$f_o = \frac{159m}{100k \times 5n} = 320 \text{ Hz}$$

2.2 Bashækning

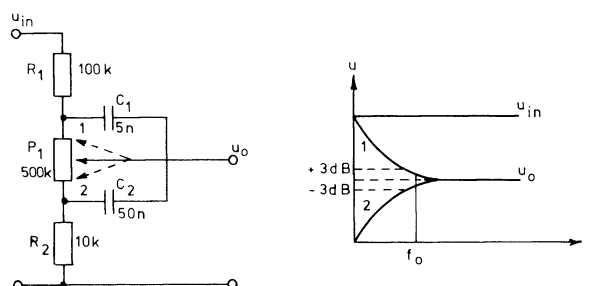


$$f_o = \frac{1}{2\pi \times R_2 \times C_2} =$$

$$\frac{159m}{10k \times 50m} = 320 \text{ Hz}$$

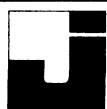
2.3 Variabel baskontrol

Med potentiometret P_1 kan C_1 eller C_2 indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel bashækning og bassækning.



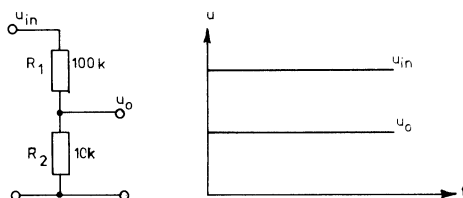
Indgangen på baskontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

Baskontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.



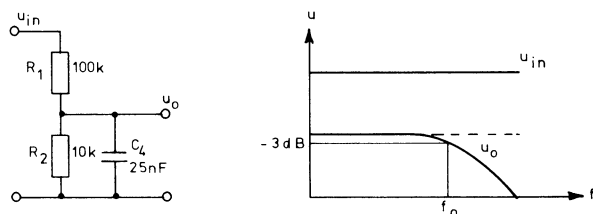
3. DISKANTKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensuafhængigt.



Ved at indføre en kondensator parallelt med R_1 eller R_2 , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i diskantområdet.

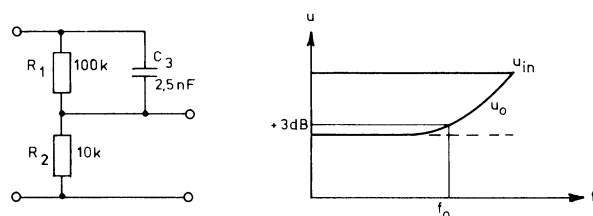
3.1 Diskantsænkning



$$f_o = \frac{1}{2\pi \times R_2 \times C_4}$$

$$f_o = \frac{159\text{m}}{10\text{k} \times 25\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

3.2 Diskanthævning

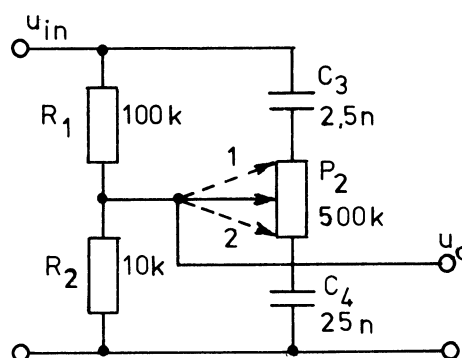
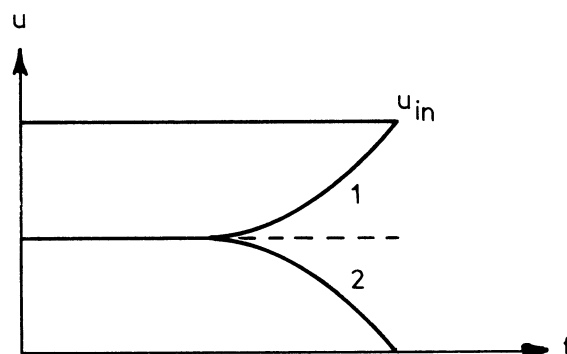


$$f_o = \frac{1}{2\pi \times R_1 \times C_3} =$$

$$\frac{159\text{m}}{100\text{k} \times 2,5\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

3.3 Variabel diskantkontrol

Med potentiometret P_2 kan C_3 eller C_4 indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel diskant hævnings og -sænkning.



Indgangen på diskantkontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

Diskantkontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.



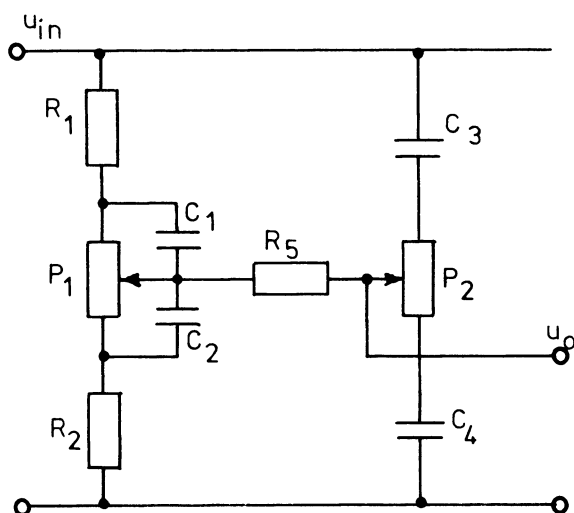
4. SAMMENBYGGET BAS- OG

DISKANTKONTROL

Når bas- og diskantkontrollen sammenbygges, anvendes en fælles ohmsk spændingsdeler, R_1 og R_2 , for både bas- og diskantkontrollen.

Med P_1 og P_2 kan C_1 - C_2 og C_3 - C_4 indkobles mere eller mindre.

Modstanden R_5 hindrer gensidig påvirkning af de to potentiometre.



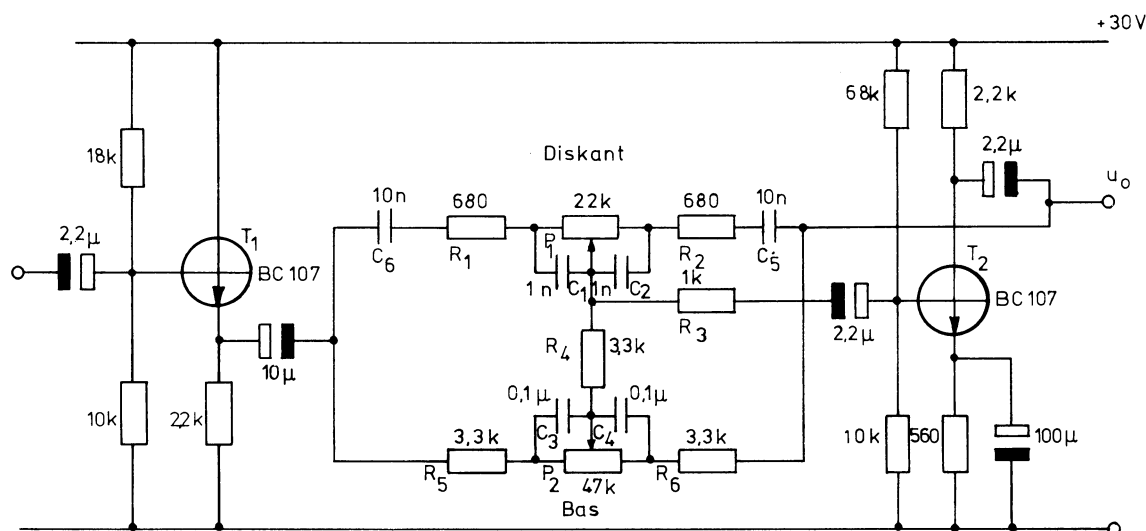
Den maksimale bashævning og -sænkning, samt diskant hævnning og -sænkning angives normalt i dB.



5. AKTIV TONEKONTROL

T_1 virker som en lavimpedanset spændingsgenerator, der føder den aktive tonekontrol.

T_2 virker som spændingsforstærker i forbindelse med tonekorrektionen, der indskydes i signalvejen til basis på T_2 samt i modkoblingskredsløbet fra kollektor til basis.



5.1 Bashævning

Når armen på P_2 drejes helt til venstre (maksimal bas), kortsluttes C_3 .

Signalet føres frekvensuafhængigt gennem R_5 til potentiometerarmen på P_2 .

Gennem R_6 og C_4 etableres en frekvensafhængig modkobling.

Under overgangsfrekvensen for R_6 og C_4 falder modkoblingsspændingen med frekvensen, hvorved forstærkningen i basområdet stiger.

5.2 Bassænkning

Når armen på P_2 drejes helt til højre (min. bas), kortsluttes C_4 .

Herved etableres en frekvensafhængig modkobling gennem R_6 til potentiometerarmen på P_2 .

Gennem R_5 og C_3 etableres en frekvensafhængig signalføring til potentiometerarmen på P_2 . Jo lavere frekvens des mindre signal overføres. Herved falder forstærkningen i basområdet.

5.3 Diskanthævning

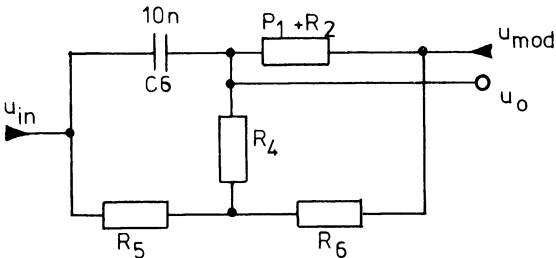
Når armen på P_1 drejes helt til venstre (maksimal diskant), kortsluttes C_1 .

Modkoblingen etableres igennem R_6 og R_4 til potentiometerarmen af P_1 , denne modkobling er frekvensuafhængig.

Signalet føres til potentiometerarmen gennem R_4 og R_5 , parallelt med C_6 .

R_1 og C_3 er uden betydning.

Herved overføres der mere signal til potentiometerarmen ved stigende frekvens, og forstærkningen i diskantområdet stiger.

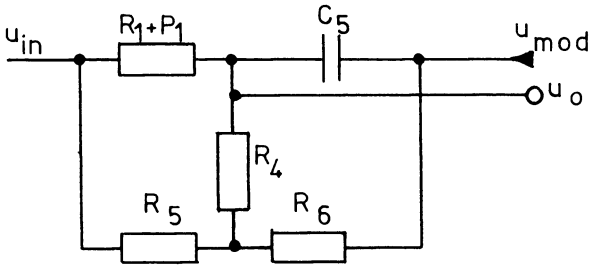


For at begrænse forstærkningen uden for det hørbare område, er R_1 indsat i serie med C_6 .

5.4 Diskantsænkning

Når armen på P_1 drejes helt til højre (minimal diskant), kortsluttes C_2 .

Signalet føres frekvensuafhængigt til potentiometerarmen af P_1 gennem R_5 og R_4 .

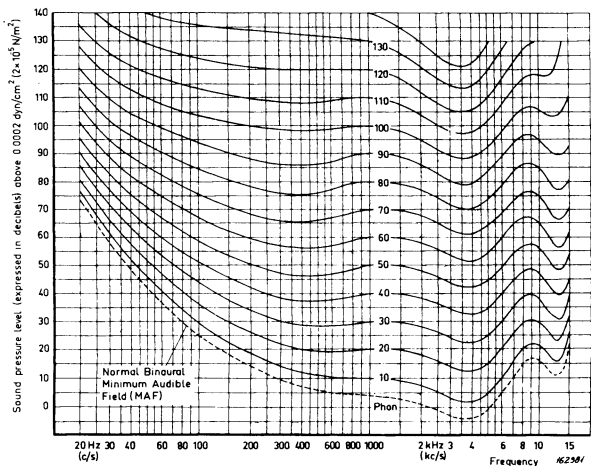


Modkoblingen føres til potentiometerarmen gennem R_6 og R_4 parallelt med C_5 .

Herved stiger modkoblingen med stigende frekvens, og hermed falder forstærkningen i diskantområdet.

6. FYSIOLOGISK STYRKEKONTROL

Denne fysiologisk betingede korrektion foretages for at kompensere for ørets begrænsede evne til at opfange bas og diskant korrekt i forhold til mellemtoner ved lave lydstyrker.

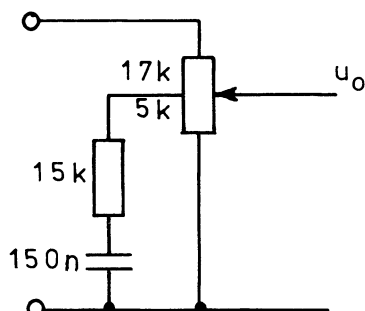




6.1 Kompensering ved lave frekvenser

Lydstyrkepotentiometret forsynes med et udtag på modstandsbanen nær stel.

Ved bashævning forbindes udtaget til stel gennem en modstand og kondensator.

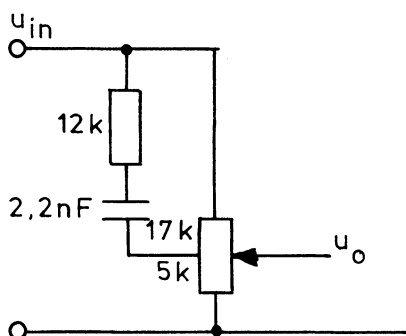


Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, sænkes indholdet af diskant og mellemtone i u_o , idet bundmodstanden i potentiometret på $5\text{ k}\Omega$ parallelforbindes med $15\text{ k}\Omega + 150\text{ nF}$.

Herved kompenseres der for, at øret opfanger lavere frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

6.2 Kompensering ved høje frekvenser

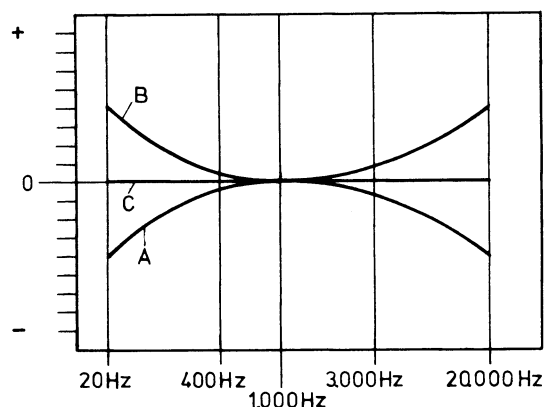
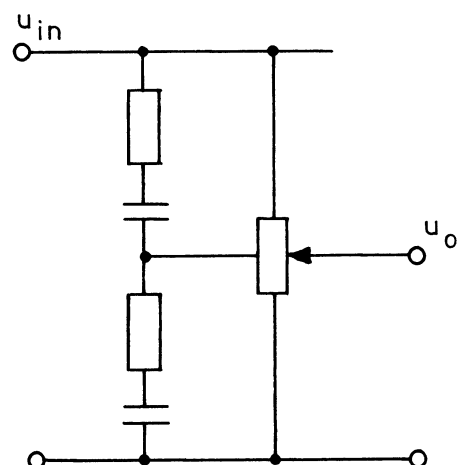
Udtaget på potentiometret forbindes gennem en modstand og en kondensator til potentiometrets "varme" ende.



Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, hæves indholdet af diskant i u_o , idet potentiometrets "top"-modstand parallelforbindes med $12\text{ k} + 2,2\text{ nF}$.

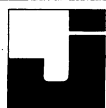
Herved kompenseres der for, at øret opfanger høje frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

6.3 Sammenbygget bas- og diskant-hævning



- A = Skitseret kurve for ørets frekvensafhængighed ved lavere lydstyrkeniveau.
- B = Skitseret frekvenskarakteristik for forstærker indstillet til forholdsvis lavere lydstyrkeniveau - og med tilkoblet fysiologisk lydstyrkeregulering.
- C = Som resultat fås dette lydindtryk, dvs. man får en jævn klangbalance.





DISPOSITION

1. Støjkilder i komponenter
2. Angivelse af støj

1. STØJKILDER I KOMPONENTER

Støj kan opdeles i følgende tre typer: Termisk støj, strømstøj og $\frac{1}{f}$ -støj.

Denne støj har intet at gøre med brum, harmonisk forvrængning eller intermodulation at gøre.

1.1 Termisk støj

Termisk støj, der også benævnes Johnson støj, resulterer af tilfældig bevægelse af ladningsbærere i en leder.

Disse tilfældige ladninger producerer en lille egen strøm, der hele tiden skifter retning.

Undersøger man frekvenserne i denne strøm, er der fra meget lave frekvenser op til mikrobølgeområdet.

Tilsluttes et termisk støjsignal til en støjfri forstærker, vil støjefekten på udgangen være proportional med båndbredden på forstærkeren.

Den ækvivalente støjspænding, der opstår over en modstand, er fundet ved forsøg.

$$\overline{e}_n = \sqrt{4 \times k \times T \times \Delta f \times R},$$

hvor k er Boltzman's konstant, $k = 1,379 \times 10^{-23} \text{Ws/}^\circ\text{C}$, der angiver forholdet mellem energi og temperatur.

T er temperaturen i grader Kelvin.

$$0^\circ\text{K} = -273^\circ\text{C}$$

$$290^\circ\text{K} = 17^\circ\text{C}.$$

Ved 0°K forekommer der ingen termisk støj, da elektriske ladninger ved denne temperatur står stille.

Termisk støj opstår, uden der påtrykkes nogen udvendig spænding.

1.2 Strømstøj

Gennemløbes en diodestrækning af en jævnstrøm, opstår der desuden en tilfældig ladningsbevægelse, som er ligefrem proportional med en elektrons ladning, middelstrømmen samt frekvensområdet.

$$\overline{i}_n = \sqrt{2 \times q \times I \times \Delta f},$$

hvor q er en elektrons ladning $1,6 \times 10^{-19}$ Coulomb, og I er middelstrømmen.

Strømstøj benævnes også diodestøj eller shot noise.

Termisk støj og strømstøj indeholder frekvenser fra få hertz til mikrobølgeområdet og benævnes derfor under fællesbetegnelsen hvid støj.

1.3 $\frac{1}{f}$ -støj

Denne type støj er kun af betydning i frekvensområdet under 1 kHz.

Støjten er omvendt proportional med frekvensen; derfor navnet $\frac{1}{f}$ -støj.

Støjten kan ikke beregnes teoretisk, og der er stor forskel på støjtens styrke selv ved samme type komponenter.

En bedre overfladebehandling af halvledermaterialet har reduceret transistorernes $\frac{1}{f}$ -støj meget i sammenligning med gamle transistorer.



2. ANGIVELSE AF STØJ

2.1 Mindste krav

Den mindste spænding, en forstærker kan behandle, afhænger af, hvor meget støj forstærkeren selv producerer.

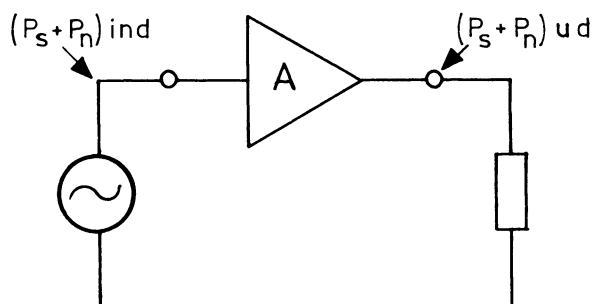
Ved tale vil et signalstøjforhold, der er bedre end 10 dB, være tilstrækkeligt, for at talen er forståelig.

Ved musik skal der være et signalstøjforhold, der er bedre end 40 dB, for at det er behageligt at lytte til musikken.

2.2 Støjtal

Støjfaktoren F angiver forholdet mellem signal/støj på indgangen og signal/støj på udgangen.

$$F = \frac{\frac{P_s}{P_{n \text{ ind}}}}{\frac{P_s}{P_{n \text{ ud}}}},$$



hvor P_s er signaleffekten og P_n støjeffekten.

Støjfaktoren er altid større end 1.

Støjtal er støjfaktoren udtrykt i dB

$$NF = 10 \log F.$$

2.3 Signal-støj forhold

I LF forstærkere fortæller signalstøj forholdet, hvor stort forhold der er mellem signal og støj målt på udgangen ved en fastlagt udgangsspænding eller effekt.

2.4 Støj i forstærkere

Støjen i en forstærker opstår overalt i forstærkeren.

Støjen forstærkes, hvorfor der vil være grænser for, hvor meget forstærkning der kan anvendes.

Er forstærkningen for stor, vil støjen alene overstyre udgangen.

Den støj, der forstærkes mest, er støjen, der opstår i indgangstrinnet.

Indgangstrinnets støj sætter grænsen for, hvor lille en indgangsspænding der kan anvendes.

Ved udskiftning af komponenter i indgangstrin skal man være opmærksom på, at der anvendes komponenter med samme lave støjegenskaber som de originale komponenter.

Ved halvlederkomponenter kan det endog være nødvendigt at udmåle komponenten for minimal støj, idet der, selv for samme type, kan være stor forskel på støjegenskaberne.



DISPOSITION

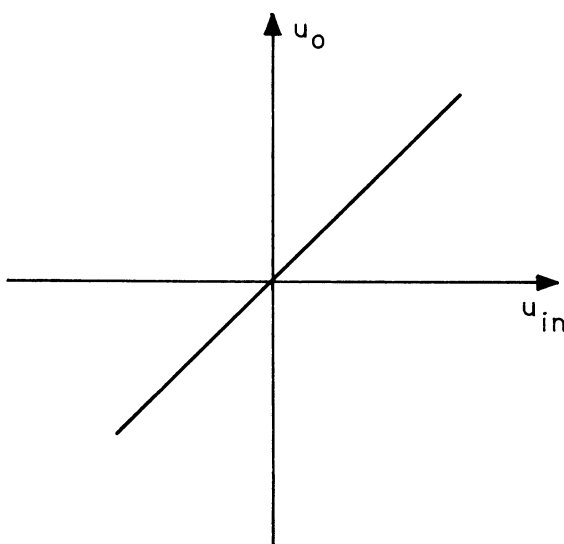
1. Forvrængningstyper
2. Måling af forvrængning

1. FORVRÆNGNINGSTYPER

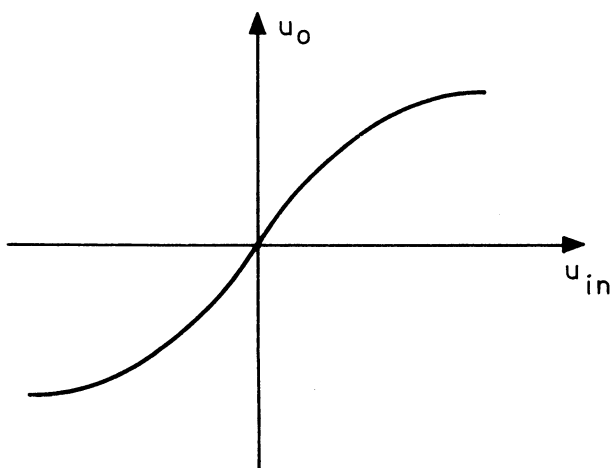
1.1 Harmonisk forvrængning

Ulinearitet medfører ændringer i udgangssignalets kurveform.

Lineær overføringskarakteristik



Ulineær karakteristisk



Påtrykkes indgangen på en forstærker en enkelt frekvens, opstår der harmoniske svingninger, dvs. at der på udgangen findes flere frekvenser end den, der er påtrykt indgangen.

Harmonisk forvrængning kan opdeles i to typer: Symmetrisk forvrængning og asymmetrisk forvrængning.

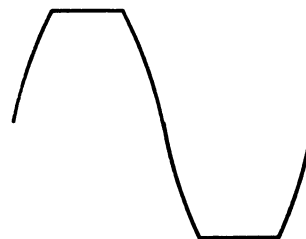
1.2 Symmetrisk forvrængning

Ved symmetrisk forvrængning ændres sinuskurvens udseende lige meget i den positive og den negative halvbølge.

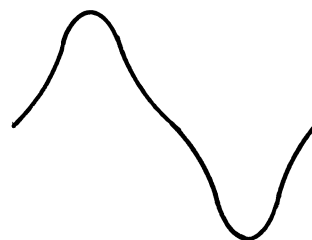
Symmetrisk forvrængning kaldes også ulige harmonisk forvrængning, da det forvrængede signal kun indeholder de ulige harmoniske, tredje, femte, syvende osv.

Forvrængningen opstår ofte ved overstyring af forstærkere eller ved push-pull forstærkere med meget lille udstyring (cross-over).

Overstyring



Cross-over





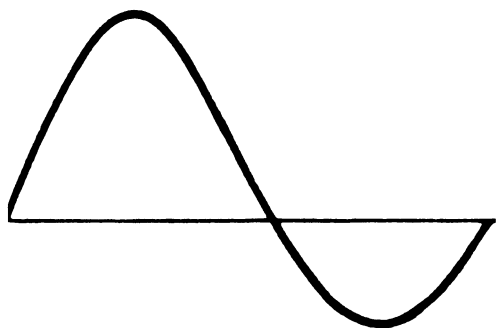
1.3 Asymmetrisk forvrængning

Ved asymmetrisk forvrængning forstås en deformation af sinuskurven, så den positive og den negative halvbølge ikke længere er ens.

Asymmetrisk forvrængning kaldes også lige harmonisk forvrængning, idet det forvrængede signal, foruden grundfrekvensen, indeholder anden, fjerde osv.

Forvrængning opstår i diodestrukturer, for eksempel ved indgangen i transistoren.

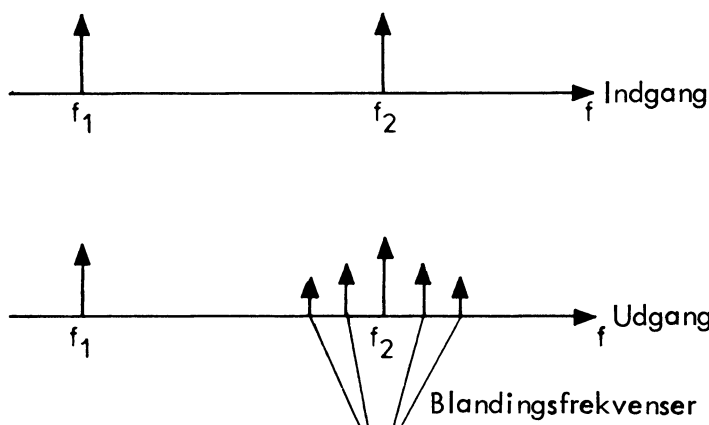
Asymmetrisk forvrænget sinus



1.4 Intermodulation

Påtrykkes en ulineær forstærker to eller flere frekvenser på indgangen samtidig, vil der opstå intermodulation.

Intermodulation betyder, at to eller flere frekvenser modulerer hinanden, så der opstår blandingsprodukter.



2. MÅLING AF FORVRÆNGING

2.1 Klirmåling

Klirfaktoren er forholdet mellem overtonernes effektivværdi og hele signalets effektivværdi, når forstærkeren påtrykkes en sinus-spænding.

Klirfaktoren udtrykkes ofte i %

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{\sqrt{(u_1)^2 + (u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}} \times 100$$

hvor u_1 er effektivværdien af grundfrekvensen, u_2 er effektivværdien af 2. harmonisk, osv.

Ved klir under 10% kan udtrykket tilnærmet se således ud:

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{u} \times 100$$

Ved måling tilsluttes en sinus-spænding til indgangen af forstærkeren, og hele udgangssignalets effektivværdi måles. Derefter indskydes et filter på udgangen af forstærkeren til fjernelse af grundfrekvensen, og effektivværdien af resten måles. Klirfaktoren kan herefter beregnes:

$$k = \frac{\text{overtoneernes effektivværdi}}{\text{hele signalets effektivværdi}} \times 100$$



2.2 Intermodulationsgrad

Måles ved, at forstærkeren styres med summen af to sinussignaler, der er forskellige i frekvens og amplitude.

En lav frekvens (f_1) med stor amplitude, og en høj frekvens (f_2) med lille amplitude.

Der anvendes ofte et amplitudeforhold på 4:1.

Intermodulationsgraden er:

$$m = \frac{\sqrt{[U_{f_2-f_1} + U_{f_2+f_1}]^2 + [U_{f_2-2f_1} + U_{f_2+2f_1}]^2}}{U_{f_2}}$$

hvilket angiver forholdet mellem blandingsprodukternes effektivværdi og effektivværdien af f_2 .

f_1 filtreres fra på udgangen, og resten af signalet detekteres.

Signalets jævnspændingsindhold U og den overlejlrede vekselspændings effektivværdi u måles.

Intermodulationsgraden kan derefter beregnes:

$$m = \frac{u}{U} \times \sqrt{2}$$





DISPOSITION

1. Fejlindkredsning efter halveringsmetoden
2. Fejlfinding

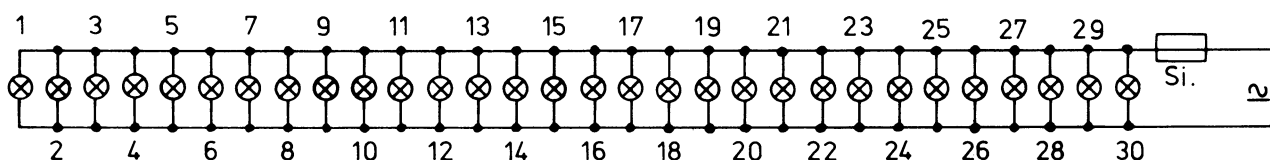
1. FEJLINDKREDSNING EFTER

HALVERINGSMETODEN

1.1 Parallelkredsløb

Problemstilling:

En lysguirlande slår sikringer, hvorfor der må være en kortslutning et sted på ledningen.



Fejlstedet indkredses ved ohmmåling, som følger:

Først fraloddes på midten, dvs. mellem lampe 15 og 16, og derefter findes ved ohmmåling af en af de to halvdele, den halvdel hvor kortslutningen findes.

Der fraloddes herefter i midten af den defekte halvdel, hvorefter en ny ohmmåling vil afsløre, inden for hvilken fjerdedel af guirlanden fejlen er.

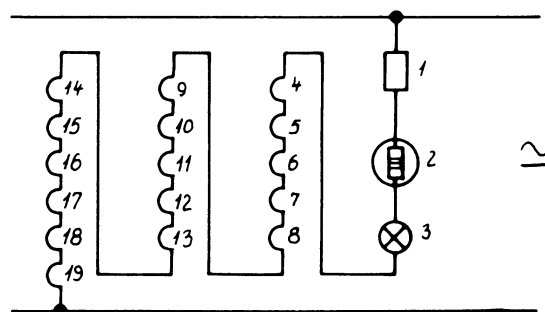
Fremgangsmåden fortsættes, indtil fejlen er fundet.

Bemærk:

En afbrydelse i dette kredsløb afslører sig selv.

1.2 Serie-kredsløb

Tegningen forestiller glødekredsløbet for en TV-modtager.



**Problemstilling:**

Glødekredsløbet er afbrudt.

Fejlstedet indkredses ved spændingsmåling, som følger:

1. Først måles spændingen i midten, dvs. mellem glødetråd 9 og 10.

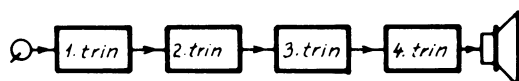
Er der spænding på midten, er afbrydelsen længere nede mod stel.

Er der ingen spænding, er fejlen ovenfor målepunktet.

2. Næste måling foretages i midten af den defekte halvdel og således fortsættes, indtil fejlen er fundet.

Bemærk:

En kortslutning i dette kredsløb afslører så at sige sig selv.

1.3 LF-forstærker**Problemstilling:**

Når der indføres et LF-signal på grammofonindgangen, høres intet i højttaleren.

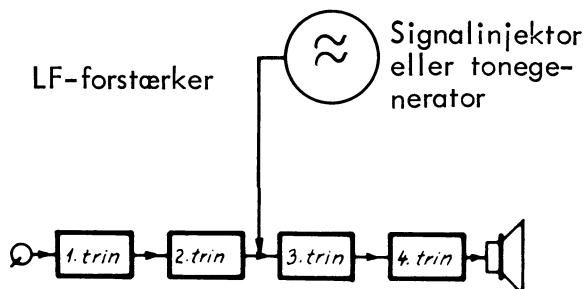
Fejlstedet indkredses ved signaltracing eller signalinjektion.

1.4 Signalinjektion

Signalinjektion (signalindføring) er en let og hurtig metode, når det drejer sig om fejlindkredsning på en tavs eller svag forstærker.

Princippet kræver, at man stadig holder sig på signalvejen.

Med signalindføring efter halveringsmetoden findes den defekte blok med de færreste målinger.



Signalet indføres fra signalinjektor eller tonegenerator mellem trin 2 og 3.

Enten er der signal eller ikke signal i HT.

Er der signal i HT, må fejlen være i trin 1 eller 2.

Er der intet signal i HT, må fejlen være i trin 3 eller 4.

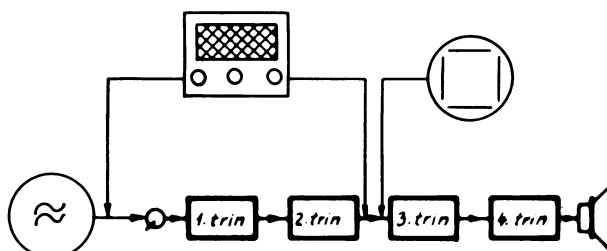
Næste signalindføring foretages i midten af den defekte halvdel, dvs. mellem trin 1 og 2 eller mellem trin 3 og 4.

1.5 Signaltracing

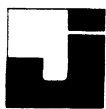
I stedet for signalinjektion kan der lige så godt anvendes signaltracing (signalsporing.)

Ved signaltracing tilsluttes et signal fra en tonegenerator eller en signaltracer til forstærkerens indgang.

Signaltracer eller tonegenerator og oscilloskop (AC-voltmeter).



LF-forstærker



Signalet spores mellem trin 2 og 3 med signaltracer eller oscilloskop.

Enten er der signal eller intet signal.

Er der signal, må fejlen være i trin 3 eller 4.

Er der intet signal, må fejlen være i trin 1 eller 2.

Signalsporingen fortsættes med måling i midten af den defekte del, dvs. mellem trin 1 og 2 eller trin 3 og 4.

2. FEJLFINDING

2.1 Generelt

Fejlfinding begynder i virkeligheden med, at den, der modtager et apparat til reparation, får oplysninger om fejlsymptomer.

Det er vigtigt at kende fejlsymptomerne; især er det vigtigt at vide, om fejlen optræder periodisk.

2.2 Blokfejlfinding

Ved afprøvning af radiomodtageren (LF- og Netdel) findes apparatets fejlsymptomer.

Fejlen indkredses ved at anvende de oplysninger, modtageren selv er i stand til at give, uden at bagklædningen er fjernet.

Der skal lægges mærke til:

1. Højtaler
2. Indikator
3. Stationernes placering på skælen
4. Virkningen af alle udvendige kontroller
5. Virkningen af alle tilgængelige bøsninger

Følgende fremgangsmåde kan anvendes:

1. Tilslut højtaler og antenne (radiomodtager)
2. Tilslut spænding fra variotransformator eller stabiliseret strømforsyning og drej langsomt op
3. Kontroller forbruget, afbryder, netledning m.v.
4. Kontroller AM (MB, LB, ...)
5. Kontroller FM
6. Kontroller LF-delen, herunder styrke- balance- toneregulering m.v.
7. Kontroller alle indgange: Båndoptager, pick-up, m.v.
8. Kontroller alle udgange: HT-diodeudtag

Ud fra de indhentede oplysninger lokaliseres fejlen og placeres i et af følgende afsnit:

1. Netdel med ensretter, filtrering og eventuel stabilisering
2. LF-del
3. HF-del herunder AGC-regulering

Meningen med lokaliseringen er at rette hele opmærksomheden mod det defekte afsnit og undgå planløs søgen.

Fejlen indkredses derefter til en enkelt blok med signaltracing/signalinjektion.

2.3 Komponentfejlfinding

Når den defekte blok er fundet, indkredses den/de defekte komponenter, som f.eks. overføringskondensatorer, shunkapaciteter, modstande, transformator, dioder og transistorer ved spændings- og ohmmåling.

2.4 Fejlfinding på DC-koblede trin

Ved fejlfinding i udgangstrin og netdel kan det være en fordel at anvende ohmmeter uden forudgående fralodning af transistorerne.

Eksempel:

Måling med ohmmeter i Beomaster 700 med afbrudt netspænding.

I nedenstående tabel er anført målinger med et universalinstrument, 40 kΩ/V, og der er fortrinsvis anvendt området Ω x 1. Ved anvendelse af andre instrumenttyper må tabellen kun betragtes som vejledende, idet målestrømmen har stor indvirkning på måleresultatet.

Instrumentet skal polariseres, så batterispændingens -pol føres til modtagerens chassis. På enkelte instrumenttyper er denne polarisering vendt om i forhold til spændingsmåling.

Transistor	Ben	Ohm
AD 139 2 + 4	K	28 Ω
	E	11 Ω
	B	30 Ω
AD 139 1 + 3	K	10 Ω
	E	0,5 Ω
	B	95 Ω
AC 132	K	28 Ω
	E	30 Ω
	B	120 Ω
AC 127	K	95 Ω
	E	10 Ω
	B	80 Ω

Transistor	Ben	Ohm
AC 128	K	80 Ω
	E	82 Ω
	B	2,2 K Ω
SP 1446 Netdel	K	22 Ω
	E	11 Ω
	B	30 Ω
AC 128 Netdel	K	22 Ω
	E	26 Ω
	B	150 Ω
AC 126 Netdel	K	150 Ω
	E	22 Ω
	B	1,8 K Ω

Da en fejl i et DC-koblet trin "påvirker" samtlige transistorer og dioder inden for DC-koblingen, skal man som hovedregel udskifte alle halvledere og ikke kun udskifte den/de defekte halvledere.

Årsagen er, at det kan være svært at påvise, om det er den/de defekte komponenter eller den/de komponenter, der tilsyneladende er i orden, som har forårsaget fejlen.

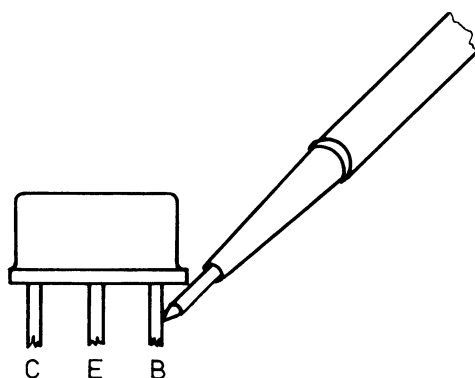


2.5 Vigtige ting ved fejlfinding

Ved universalapparater skal der anvendes skilletransformator.

Tilslut stelledninger først - fra måleapparat til det defekte apparat - stel til stel.

Pas på kortslutninger med målepind(prober), f.eks. ved måling på transistorer, hvor metalhuset har forbindelse til en af de indvendige terminaler.



Vær klar over, at der kan være flere fejl, end brugeren har klaget over.

Bliver reparationen meget omfattende, dvs. høj reparationspris, bør brugeren kontaktes, og en aftale indgås.

Når selve reparationen er afsluttet, rettes "kosmetiske fejl", som f.eks. løse betjeningsknapper.



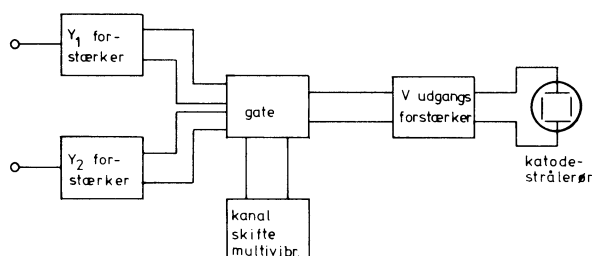


DISPOSITION

1. Blokbeskrivelse
2. Kredsløbsbeskrivelse

1. BLOKBESKRIVELSE

1.1 Blokdiagram



1.2 Forforstærker

Kanal 1 forforstærker består af følgende transistorer: TR21, 22, 23, 24, 25, 26 og TR27.

Kanal 2 forforstærker er identisk med kanal 1 forforstærker og består af følgende transistorer: TR21A, 22A, 23A, 24A, 25A, 26A og TR27A.

Forforstærkeren modtager signalet fra attenuatoren og har en konstant indgangsmodstand og indgangskapacitet.

Forforstærkeren afleverer det forstærkede signal til gaten.

1.3 Gate

Gate 1 består af dioderne D25, 26, 27 og D28.

Gate 2 består af dioderne D25A, 26A, 27A og D28A.

Gaten leder enten signalet fra kanal 1 til udgangsforstærkeren, fra kanal 2 til udgangsforstærkeren eller intet signal til udgangsforstærkeren.

Gatens funktion afhænger af kanalskiftemultivibratorens stilling.

1.4 Udgangsforstærker

Y udgangsforstærkeren er fælles for kanal 1 og kanal 2.

Forstærkeren består af transistorerne TR28, 29, 31 og TR32.

Forstærkeren leverer spænding til Y pladerne i katodestrålerøret.

1.5 Katodestrålerør

Afbøjningen i et katodestrålerør til et oscilloskop er elektrostatisk, dvs. den foregår ved et elektrisk felt, der påvirker elektronstrålen inde i katodestrålerøret.

Det elektriske felt opstår mellem to plader, der påtrykkes spænding.

Er spændingen på de to plader ens i forhold til katoden, vil elektronstrålen ikke afbøjes.

Er den ene plade mere positiv end den anden, vil elektronstrålen blive afbøjet. Strålen afbøjes til siden med den største positive spænding.

Ændres katodestrålerørets anodespænding, vil afbøjningspladernes følsomhed også ændre sig.

Ved større anodespænding vil følsomheden falde.

Ved mindre anodespænding stiger afbøjningsfølsomheden.

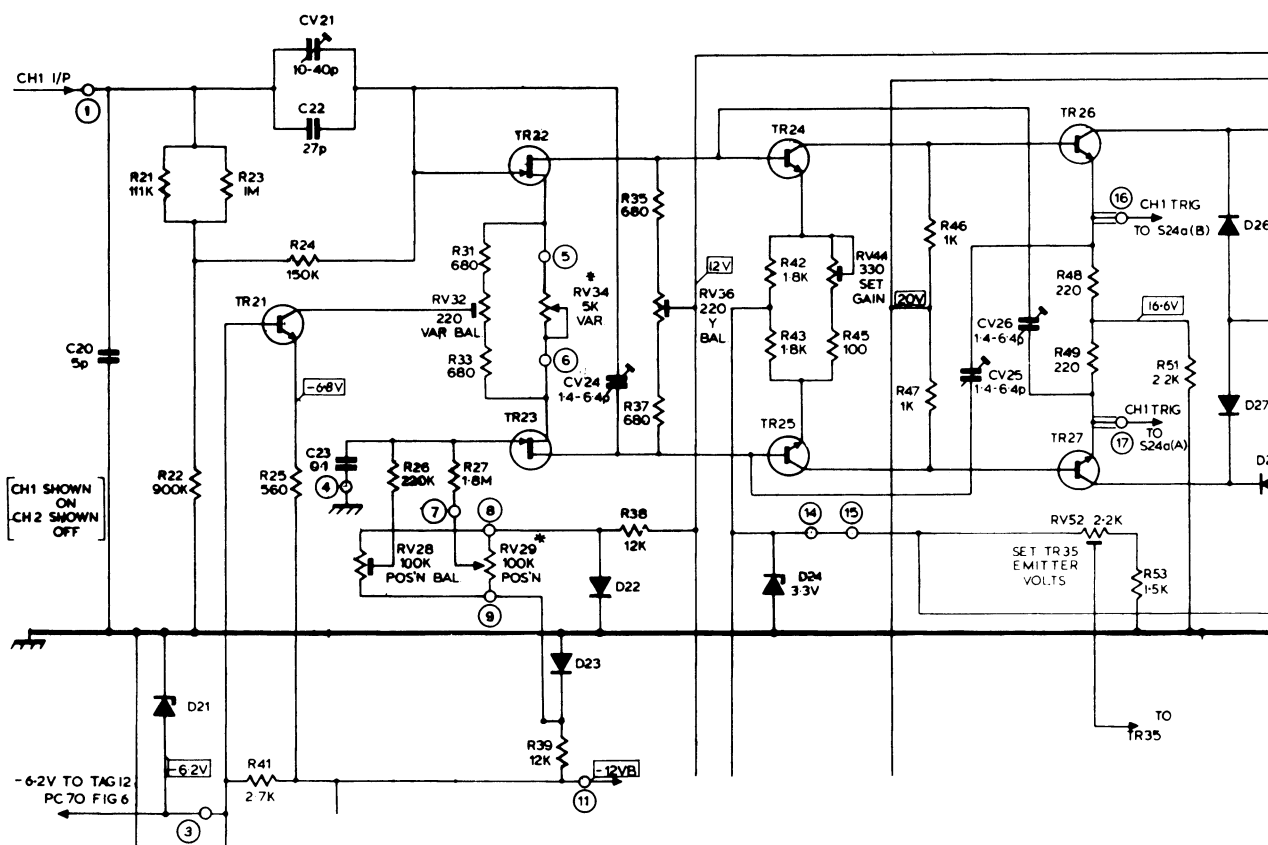


2. KREDSLØBSBESKRIVELSE

2.1 Forforstærker

Signalet fra attenuatoren føres til gaten af TR22 via R21//R23, R24 og CV21, C22.

R21, R22, R23, R24 beskytter TR22 mod for stor gate-strøm ved overstyring af indgangen.



CV21 og C22 frekvenskompenserer spændingsdeleren.

TR22 og TR23 udgør en differentialforstærker, der styres med et asymmetrisk signal.

RV32 justeres, til der er 0V mellem ⑤ og ⑥, så en justering af RV34 ikke giver nogen DC forskydning mellem TR22 og 23.

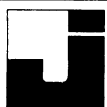
Med RV34 indstilles den variable følsomhed.

Er RV34 kortslettet, udkompenserer signalstrømmen i TR22 og 23 hinanden, hvorved der ikke opstår nogen modkoblingsspænding på sourcen.

Øges modstanden i RV34, opstår der modkoblingsspænding på sourcen, hvorved forstærkningen falder.

Med RV28, RV29 indføres en DC spænding til gaten af TR23. D22 og D23 giver + og - 0,6 V til RV28, 29.

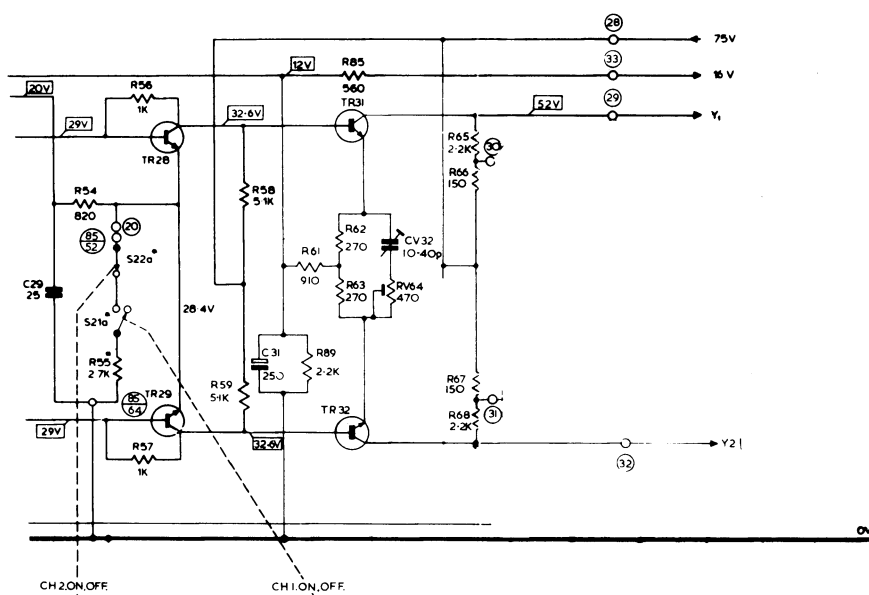
TR21 er strømgenerator.



I stilling 3 spærrer dioderne D25, D25A, D28 og D28A, hvorved ingen af signalerne føres til TR28 og 29.

For ikke at basespændingen på TR28 og 29 skal stige for meget, indskydes R55 i emitteren.

2.3 Udgangsforstærker



Fra emitteren af TR28 og 29 er der common mode modkobling til basen af TR26 og 27.

Fra emitteren af TR²⁶ og TR²⁷ modkobles til baserne af TR24 og 25.

Det forstærkede signal på kollektoren af TR31 og 32 styrer Y pladerne, der yder en kapacitiv belastning af forstærkeren. Dette kompenseres der for i emitteren af TR31 og 32 med RV64 og CV32.



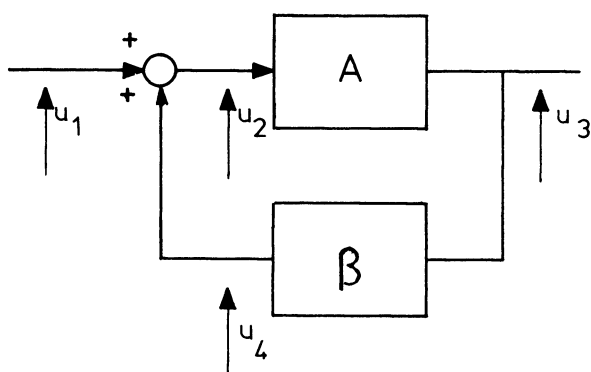


DISPOSITION

1. Generelt om oscillatorer
2. Wienbro oscillator
3. Faseskift oscillator

1. GENERELT OM OSCILLATORER

1.1 Blokdiasgram af medkoblet forstærker



1.2 Overføringskarakteristik

Forstærkningen A er:

$$A = \frac{U_3}{U_2}$$

Forstærkningen i tilbagekoblingen β er:

$$\beta = \frac{U_4}{U_3}$$

Forstærkning i hele kredsløbet er:

$$A' = \frac{U_3}{U_1}$$

$$A' = \frac{U_3}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Udtrykket ligner modkoblingsudtrykket. Forskellen er kun et minus i nævneren, der indikerer, at der her er tale om medkobling.

1.3 Oscillatorbetingelser

I en oscillator er U_1 nul og U_3 en konstant sinusformet spænding.

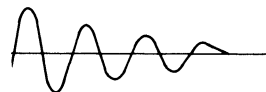
$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

$$1 - \beta A = 0$$

$$\beta A = 1$$

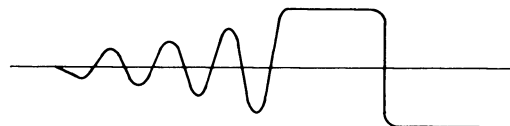
For at kredsløbet oscillerer, skal sløjfeforstærkningen βA være 1 og fasedrejningen 0 grader.

Er βA mindre end 1, vil oscillatorsvingningen uddø eller slet ikke begynde at oscillere.



Er βA større end 1, vil udgangssignalet amplitude stige, indtil forstærkeren går i mætning, hvorefter oscilatoren stopper for igen at oscillere.

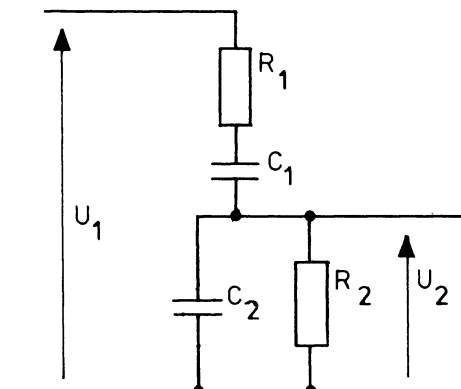
Udgangssignalet vil ikke være sinusformet.





2. WIENBRO OSCILLATOR

2.1 Wienbro



For R_1 og C_1 vil fasedrejningen være størst ved de lave frekvenser.

Strømmen drejes forud for spændingen.

For R_2 og C_2 vil fasedrejningen være størst ved de høje frekvenser.

Spændingen drejes forud for strømmen.

Er R_1 lig med R_2 og C_1 lig med C_2 , ophæver de to led fasedrejningen ved overgangsfrekvensen.

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \times R \times C} ,$$

hvor $R = R_1 = R_2$ og $C = C_1 = C_2$.

R_1 - C_1 drejer fasen -45° , og R_2 - C_2 drejer fasen $+45^\circ$ ved overgangsfrekvensen.

Impedansen af R_1 - C_1 er lig med $1,4 \times R$.

Impedansen af R_2 - C_2 er lig med $0,7 \times R$.

Wienbroen dæmper ved overgangsfrekvensen signalet 3gg, og fasedrejningen er 0° .

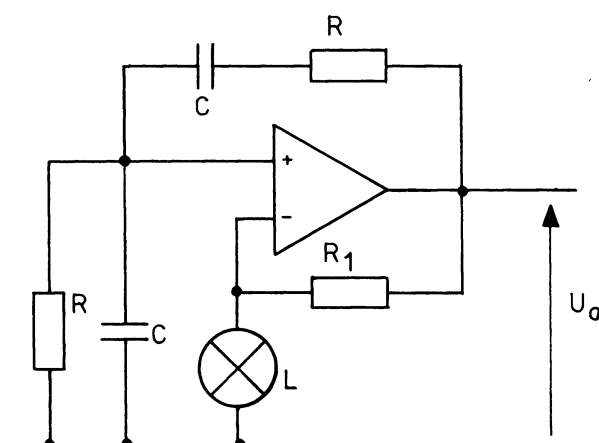
2.2 Forstærker

Forstærkningen skal være 3gg for at ophæve tabet i wienbroen.

Fasedrejningen skal være nul grader.

For at holde forstærkningen konstant på 3 gg anvendes ofte automatisk forstærkningsregulering.

2.3 Diagram



R_1 og L modkobler.

Ved stigende udgangsspænding stiger strømmen gennem R_1 og L .

Større strøm gennem L giver en større modstand, hvorved modkoblingen stiger.

På grund af L vil udgangsspændingen finde en konstant amplitude.



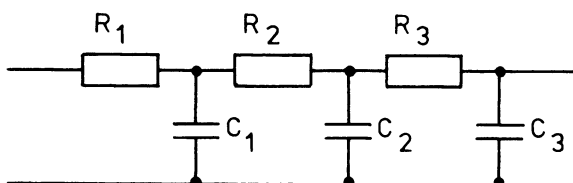
3. FASESKIFT OSCILLATOR

3.1 Faseskift netværk

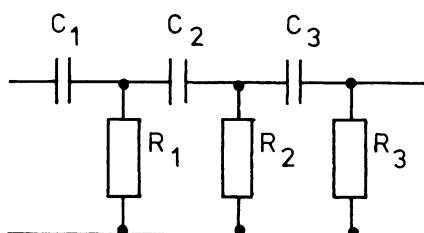
Et faseskift netværk kan være udformet på forskellig måde.

De almindeligst anvendte er:

3 leds RC filter



eller CR filter

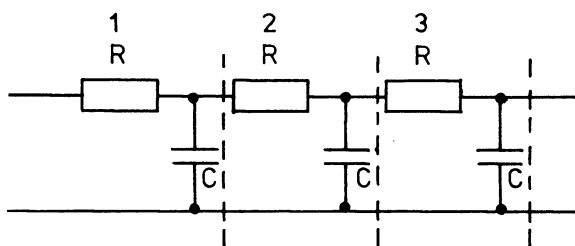


Netværket har til opgave at dreje fasen 180° .

Belaster de tre led ikke hinanden, skal fasedrejningen i hvert led være 60° .

Frekvensen, hvor fasedrejningen er 60° , er $\sqrt{3}$ gange højere end f_0 ved RC led og $\sqrt{3}$ gange lavere ved CR led.

3.2 RC led



Belaster RC leddene hinanden, er der ikke samme fasedrejning i hvert led.

Er modstandene af samme størrelse og kondensatorerne af samme størrelse, bliver fasedrejningen 180° ved frekvensen, der er $\sqrt{6}$ gange f_0 for ét RC led.

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \times R \times C}$$

3.3 CR led

Ved CR leddet er frekvensen $\sqrt{6}$ gange mindre end f_0 for ét RC led.

$$f = \frac{1}{2\pi \times R \times C \times \sqrt{6}}$$

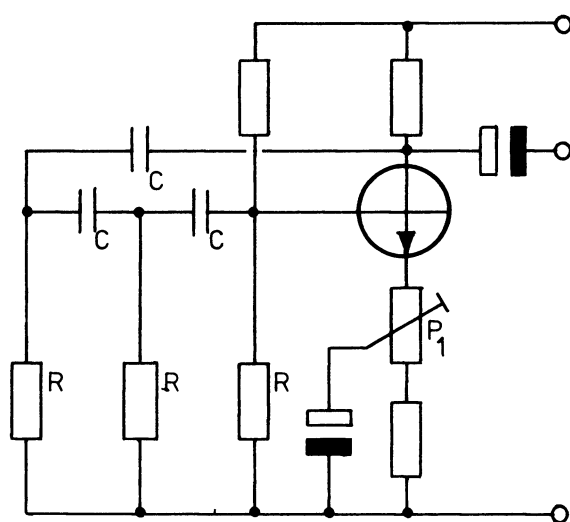
3.4 Forstærkning

Forstærkeren skal ophæve netværkets dæmpning og dreje fasen 180° .

Dæmpningen i et faseskiftenetværk er 29,1 gange, hvor fasen er drejet 180° .

Forstærkningen skal være 29,1 gange eller 29,3 dB.

3.5 Diagram



Med P_1 justeres afkoblingen på emitteren og dermed forstærkningen i transistoren.





DISPOSITION

1. Kontrol før tilslutning
2. Kontrol efter tilslutning

UDSTYR

1 stk. oscilloskop D 65

1. KONTROL FØR TILSLUTNING

- 1.1 Kontroller netspænding
 - kontroller, om spændingsvælgeren på oscilloskopets bagside står i den rigtige stilling, dvs. den stilling der svarer til værdien nærmest den lokale netspænding
 - kontroller, om sikringen er 500 mA ved spændinger på 100 til 125 V og 250 mA ved spændinger på 200 til 250 V
- 1.2 Kontroller CRT kontrollernes stilling
 - BRILLIANCE, venstre yderstilling
 - FOCUS, midterstilling
 - ASTIG, midterstilling
 - TRACE ROTATION, ændres ikke
 - SCALE ILLUM, venstre yderstilling, POWER OFF
- 1.3 Kontroller horisontalkontrollernes stilling
 - POSITION, midterstilling
 - FINE, midterstilling, indtrykt
 - STABILITY, højre yderstilling
 - TIME/DIV., 5 ms
 - VARIABLE, højre yderstilling
 - LEVEL, ændres ikke
 - TRIG MODE, alle trykknapper ude
 - SWEEP, REP

1.4 Kontroller vertikalkontrollernes stilling, CH1 og CH2

- OFF-ON, ON
- INT TRIG, 1
- CHOP-ALT-SUM, CHOP
- POSITION, midterstilling
- INVERT-NORMAL, NORMAL
- VOLTS/DIV., 0,2 V
- VARIABLE, højre yderstilling
- DC-GND-AC, GND

2. KONTROL EFTER TILSLUTNING

- 2.1 Tilslut oscilloskop
 - til stikkontakt
 - tænd oscilloskop og lad det varme op i nogle minutter
- 2.2 Afprøv oscilloskop
 - drej BRILLIANCE mod højre til passende lys på skærmen
 - drej POSITION, til der er to stråler på skærmen
 - juster TRACE ROTATION, til strålerne er vandrette
 - juster FOCUS og ASTIG til bedste fokus over hele skærmen
 - forbind CAL 500 mVpp til CH1 og CH2 INPUT
 - indstil DC-GND-AC i stilling DC
 - drej STABILITY mod venstre, indtil billedet står stille
- 2.3 Kontroller oscilloskop
 - ved 50 Hz netfrekvens skal der være to tern mellem de lodrette linier
 - amplituden skal være 2,5 tern



DISPOSITION

1. Klargøring
2. Måling

UDSTYR

- 1 stk. oscilloskop D 65
- 1 stk. kredsløb

1. KLARGØRING

- 1.1 Tænd oscilloskop
 - drej SCALE ILLUM mod højre, CW
 - vent nogle minutter, til oscilloskopet er varmet op
- 1.2 Juster oscilloskop
 - korrekt lysstyrke
 - fokus
- 1.3 Tilslut oscilloskop
 - INPUT 1 forbindes mellem den ene udgang på kredsløbet og stel
 - INPUT 2 forbindes mellem den anden udgang og stel
- 1.4 Indstil VOLT/DIV. for CH1 og CH2
 - til samme stilling
- 1.5 Juster timebase

2. MÅLING

- 2.1 Udløs CHOP-ALT-SUM trykknapperne
 - CH1 POSITION er grov position justering
 - CH2 POSITION er fin justering
- 2.2 Aflæs oscilloskop
 - oscilloskop viser summen af INPUT 1 og INPUT 2
- 2.3 Tryk INV CH2
 - oscilloskopet viser differencen mellem INPUT 1 og INPUT 2

