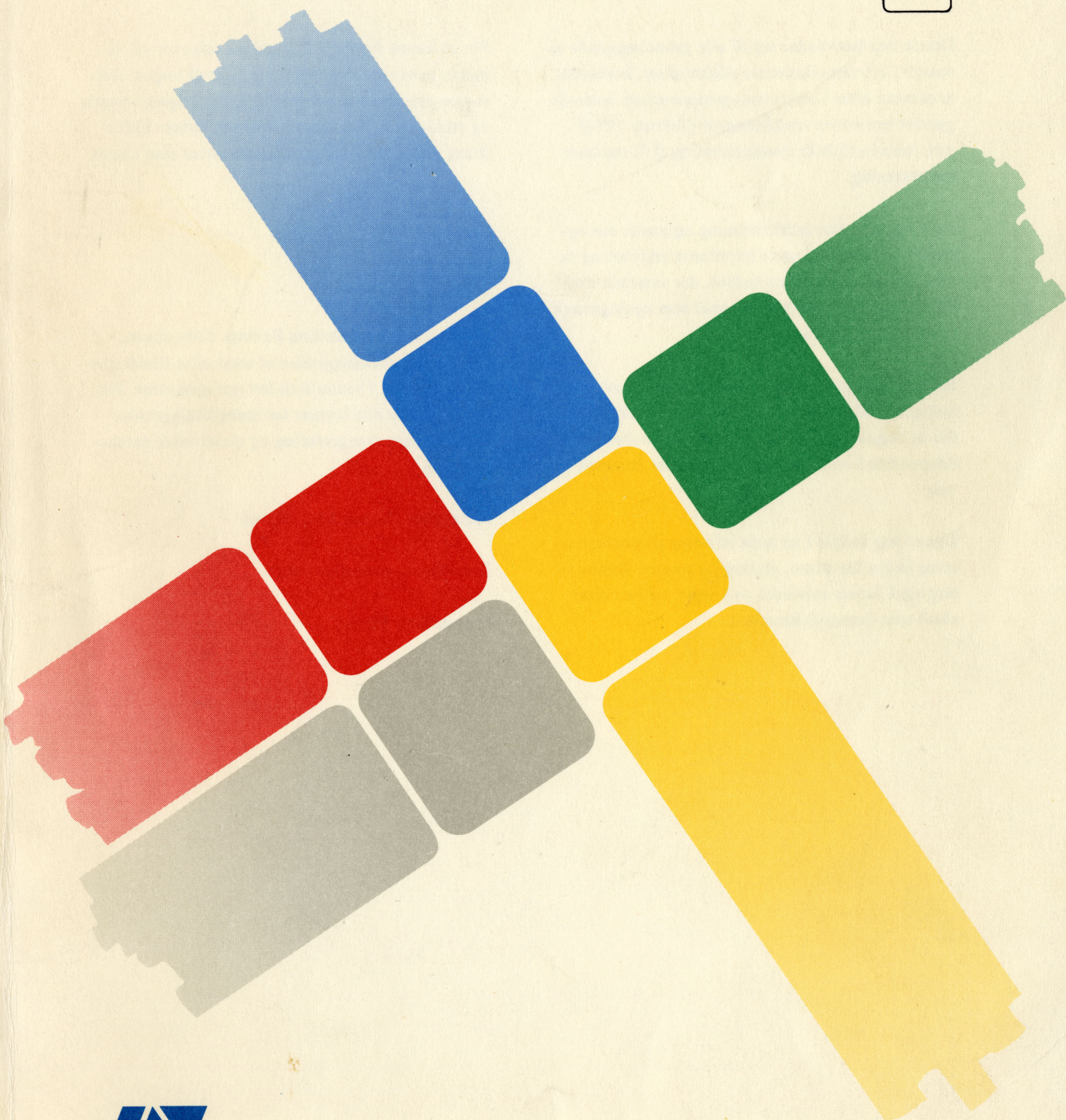
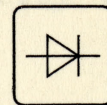


Analogteknik



Industriens Forlag

Best. nr. 8454-01

Forord

Denne bog henvender sig til alle grundlæggende niveauer i erhvervsskolernes uddannelser. Indholdet er afstemt efter Undervisningsministeriets bekendtgørelse om erhvervsuddannelser (februar 1990) med hensyn til helhedsorienteret og differentieret undervisning.

Af hensyn til elevdifferentiering og ønske om egnethed til selvstudium er kapitlerne uddybet og bearbejdet, så de udgør en helhed, der sammen med stikordsregistret gør bogen egnet som opslagsværk i det daglige skolearbejde.

Bogens opbygning gør, at stofmængde og sværhedsgrad rækker ud over uddannelsens mål, således at bogens anvendelse kan ske på forskellige tidspunkter i uddannelsesforløbet efter lærerens valg.

Denne bog indgår i en serie af bøger til uddannelserne inden for strøm, styring og proces. Bogen vil dog også kunne anvendes ved andre uddannelser såvel som kursusvirksomhed.

For at kunne forbedre kommende udgaver vil vi meget gerne modtage kommentarer til bogen. Dette kan gøres ved at udfylde kuponen bagest i bogen og sende eller faxe den til forlaget. Denne opfordring gælder alle brugere, lærere såvel som elever.

© Copyright Industriens Forlag, København.

Enhver mangfoldiggørelse af tekst eller illustrationer er forbudt i henhold til lov om ophavsret. Forbudet gælder alle former for mangfoldiggørelse ved trykning, fotografering og elektronisk databehandling.

Redaktion: Torben Leth Nissen

København, december 1993

Industriens Forlag

Indhold

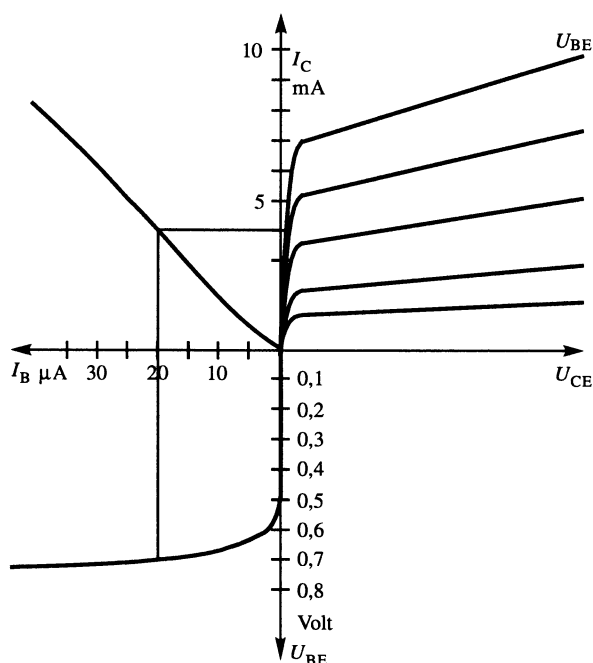
Transistor	3	Operationsforstærker (Op-amp)	49
Komponentkendskab	3	Introduktion	49
DC-arbejdspunkt	3	Den ideelle Op-amp	49
Stabilisering	5	Eksempler med ideel Op-amp	51
AC-forhold	8	Forstærkerkoblinger	52
Generelt	9	Inverterende kobling	53
Forstærkning	11	Non-inverterende kobling	54
Grænsefrekvens	12	Offset og drift	58
Trinnets kondensatorer	13	RC-oscillator	59
Grundkoblinger	14	Generelt om oscillator	59
FET (felteffekttransistor)	17	Wienbro-oscillator	60
DC-forhold	17	Effektforstærker	63
Effekt	19	Formål og anvendelse	63
Dimensionering	20	Arbejdspunkt	63
FET som modstand	22	Udgangsforstærker	64
AC-forhold	23	Eksempler på udgangsforstærkere	67
Impedanser	24	Udgangseffekt	71
Forstærkning	27	Forvrængningsformer	73
Modkobling	31	Power Supply	75
Definition	31	Stabiliseret spændingsforsyning	75
Egenskaber	31	Eksempel - Beomaster 5500	77
Forstærkning og modkoblingsgrad/ sløjfeforstærkning	31	Fejlfinding	79
Modkoblingsmetode	32	Fejlsøgning efter erfaringsmetoden	79
Frembringelse af modkoblingssignal	32	Systematisk fejlsøgning	79
Indføring af modkoblingssignal	33	Stikordsregister	83
Ustabilitet	34		
Forvrængning ved modkobling	35		
Grænsefrekvenser	35		
Eksempler på modkoblede trin	36		
Frekvensafhængig modkobling	37		
Differentialforstærker	43		
Egenskaber og anvendelse	43		
Generelt	43		
Eksempel på differentialforstærker	44		
Virkemåde	44		
Forstærkning ADM	44		
Forstærkning ACM	45		
CMRR	46		
Indgangsimpedans	47		
Udgangsimpedans	47		

Transistor

Komponentkendskab

I dette kapitel går man ud fra, at man har et kendskab til transistoren som komponent. Her følger dog et lille resume.

Karakteristikker



ek515-01.CDR

Ovenstående viser, hvordan transistoren virker, fx hvis U_{BE} sættes til 0,7 V, betyder det, at I_B bliver 20 μA , hvilket igen bestemmer, at I_C bliver 4 mA.

Vi kan altid gå ind på karakteristikken og se, hvordan sammenhængen er mellem de tre ting, spændingen basis-emitter og strømmen i basis og strømmen i kollektor.

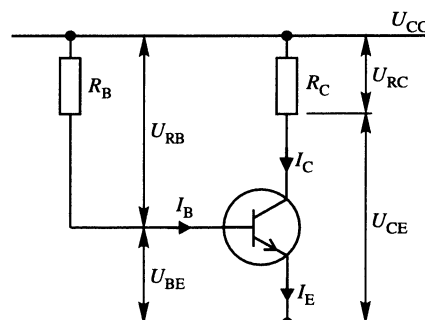
$$I_C = I_B \cdot h_{FE}$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$U_{BE} = 0,6 \text{ V (fra ca. 0,4 til 0,8 V)}$$

(I alle beregninger vil der blive brugt 0,6 V som U_{BE}).

DC-arbejdspunkt



ek515-02.CDR

Ved en transistors arbejds punkt forstås en angivelse af spændingen mellem kollektor og emitter samt af, hvor stor kollektorstrømmen er.

$$U_{CE} = 10 \text{ V og } I_C = 20 \text{ mA}$$

Lad os først se på I_C . Hvad er det, der bestemmer den?

Det er $I_B \cdot h_{FE}$, der bestemmer I_C , og I_B er igen bestemt af U_{BE} . Altså kan vi bestemme (ændre på) I_C ved at fastlægge (ændre på) U_{BE} .

Hvordan er det så med U_{CE} ?

$$U_{CE} = U_{CC} - U_{RC}$$

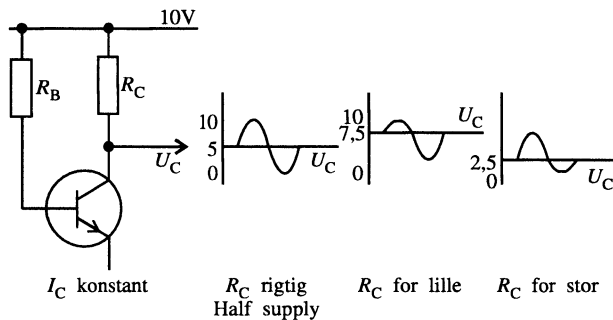
Altså er U_{CE} forsyningsspændingen minus spændingen over kollektormodstanden.

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$$

$$(I_C \cdot R_C = U_{RC})$$

Half-supply

Vi skal nu bestemme, hvor stor kollektorspændingen skal være, for at vi kan beregne komponenterne.



ek515-03.CDR

Her kigger vi på, at det normalt er en sinuskurve, vi skal forstærke. For at de to halvperioder kan blive ens ved stor amplitude, er det nødvendigt, at kollektorspændingen bliver halvdelen af forsyningsspændingen. Dette kaldes half-supply.

$$U_C = \frac{1}{2} \cdot U_{CC}$$

Tegningen ovenfor er vist med BC547 i opstillingen, og trinnet skal arbejde med half-supply.

$$U_{CC} = 20 \text{ V}$$

$$I_C = 20 \text{ mA}$$

$$h_{FE} = \text{typ. } 290$$

Dette medfører følgende:

$$U_C = \frac{1}{2} \cdot 20 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$U_{RC} = U_{CC} - U_C = 20 \text{ V} - 10 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

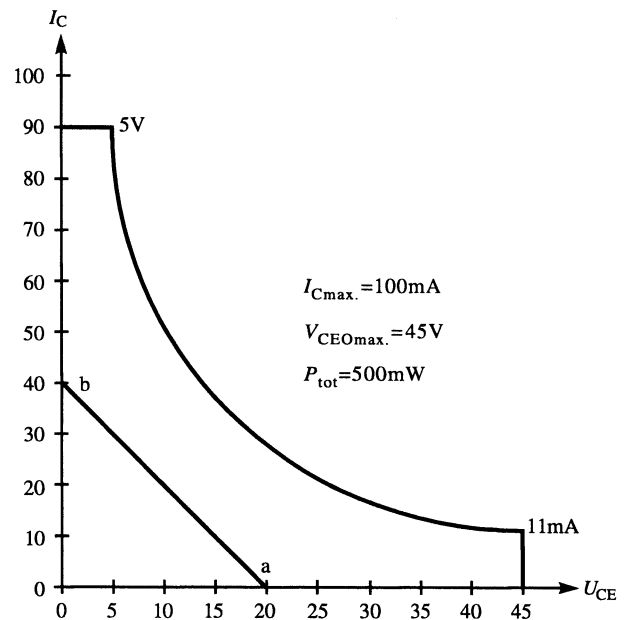
$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{10 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{20 \text{ mA}}{290} = 69 \mu\text{A}$$

$$U_{RB} = U_{CC} - U_{BE} = 20 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 19,4 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{19,4 \text{ V}}{69 \mu\text{A}} = 281 \text{ k}\Omega \text{ (270 k}\Omega\text{)}$$

DC-arbejdslinie



ek515-04.CDR

Når forsyningsspænding og kollektormodstand er valgt, kan der i transistorens karakteristiksæt 1. kvadrant indtegnes opstillingens arbejdslinie.

Her arbejdes med sammenhængen mellem I_C og U_{CE} .

Placeringen bestemmes ved at se på to yderpunkter af transistorens arbejdsområde.

- Hvor transistoren er OFF ($I_C = 0$)
- Hvor transistoren er ON ($U_{CE} = 0$)

Dette medfører ifølge Ohms lov:

$$a. \quad U_{CE} = U_{CC} - U_{RC}$$

$$U_{CE} = 20 \text{ V} - (500 \Omega \cdot 0 \text{ mA}) = 20 \text{ V}$$

Derfor er der forsyningsspænding på kollektoren.

$$b. \quad I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}, \quad I_C = \frac{20 \text{ V}}{500 \Omega} = 40 \text{ mA}$$

Transistoren er kortsluttet, og derfor er hele forsyningsspændingen over R_C .

De to punkter bliver derfor:

- a. $I_C = 0 \text{ A}$ $U_{CE} = 20 \text{ V}$
 b. $U_{CE} = 0 \text{ V}$ $I_C = 40 \text{ mA}$

Arbejdslinien tegnes ved at forbinde de to punkter.

Bemærk

Arbejdslinien må selvfølgelig ikke overskride transistorens maksimalværdier P_{tot} (500 mW), V_{CEO} (45 V) og I_C (100 mA), der giver transistorens effekt-hyperbel.

Tolerancer og produktionsspredning samt temperaturafhængighed på de anvendte komponenter vil bevirke, at arbejdspunktet i praksis vil være anderledes end det beregnede.

Dette kan afhjælpes ved at udmåle den anvendte transistor og lave arbejdspunktstabilisering.

Stabilisering

Formålet med stabilisering er at fastholde strømmen i opstillingen ved forskellige størrelser på transistorens data, og når temperaturen ændrer sig.

Dette opnås normalt ved DC-modkobling.

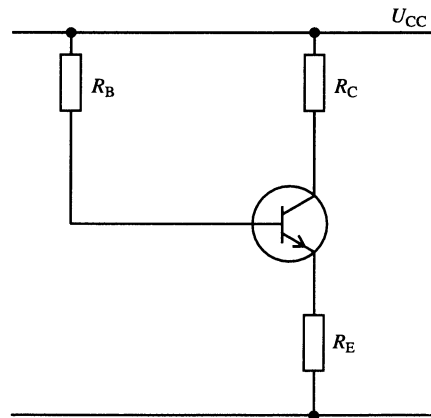
Temperaturafhængighed

Transistorens følsomhed over for temperaturændringer bevirker, at når temperaturen stiger, vil strømmen (I_C) i transistoren stige.

Til at formindske dette problem kan man lave DC-stabilisering, også kaldet arbejdspunktstabilisering.

Emittermodstand

For at opnå arbejdspunktstabilisering af et forstærkertrin kan der anvendes en emittermodstand (R_E).



ek392-08.CDR

Ved stigende temperatur vil strømmen gennem transistoren stige og dermed også strømmen i R_E .

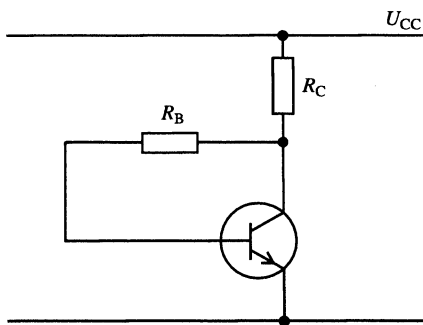
Når strømmen igennem en modstand stiger, vil spændingen over denne stige, altså vil spændingen på emitteren (U_E) stige. Herved mindskes forspændingen U_{BE} , og transistoren har derfor fået besked på at trække mindre strøm. Dette bevirker, at der ikke afsættes så megen effekt i transistoren, altså falder temperaturen, og vi har fået brudt den onde cirkel.

Kollektorbasismodstand

Det drejer sig altså om at formindske U_{BE} , når temperaturen og I_C derved stiger. På den måde får transistoren besked på at justere strømmen på plads igen.

Hvad sker der med U_C , når I_C (temp) vokser?

Da I_C bliver større, må I_{RC} også stige, hvilket igen får U_{RC} til at stige. U_{CC} holdes konstant, og U_{RC} stiger, vil U_C falde.



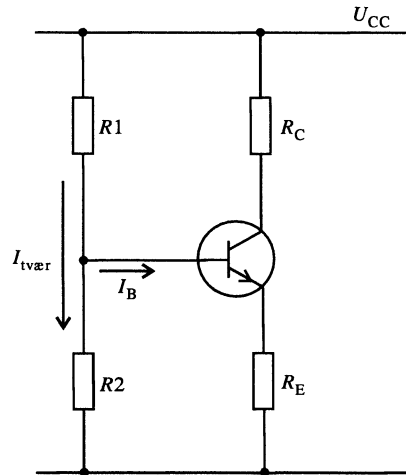
ek392-09.CDR

Dette kan vi udnytte til arbejds punktstabilisering ved at tage vor spænding til basis direkte fra kollektoren. Da U_C falder, når temperaturen stiger, vil U_{BE} også falde, og vi får justeret strømmen på plads.

I denne kobling kan der også indføres en emittermodstand og få en forbedret stabilitet.

Fixed Bias

En af de mest anvendte og bedst fungerende måder at stabilisere en transistor med kaldes "Fixed Bias".



ek515-05.CDR

Virkemåden er, at man holder basis spændingen (U_B) konstant og uafhængig af basisstrømmens størrelse. Hertil bruges en spændingsdeler bestående af de to modstande R_1 og R_2 . Dette opnås ved, at tværstrømmen ($I_{tvær}$) er mindst 10 gange større end basisstrømmen (I_B).

$$I_{tvær} = I_B \cdot 10$$

Eksempel

Transistor = BC547

$$h_{FE \text{ typ.}} = 290$$

$$U_{CC} = 24 \text{ V}$$

$$I_C = 2 \text{ mA}$$

Modstandene vælges efter følgende tommelfingerregel:

$$U_{RC} = 5/12 \text{ af } U_{CC}$$

$$U_{CE} = 5/12 \text{ af } U_{CC}$$

$$U_{RE} = 2/12 \text{ af } U_{CC}$$

Beregning

$$U_{RC} = U_{CE} = \frac{U_{CC} \cdot 5}{12} = \frac{24 \text{ V} \cdot 5}{12} = 10 \text{ V}$$

$$U_{RE} = U_E = \frac{U_{CC} \cdot 2}{12} = \frac{24 \text{ V} \cdot 2}{12} = 4 \text{ V}$$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$$

R_C vælges til 4,7 k Ω , som er den nærmeste standardværdi.

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_C} = \frac{4 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

R_E vælges til 1,8 k Ω , som er den nærmeste standardværdi.

$$U_B = U_{R2} = U_E + U_{BE} = 4 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 4,6 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{2 \text{ mA}}{290} = 6,8 \mu\text{A}$$

Da "tværstrømmen" skal være mindst 10 gange I_E , bliver:

$$I_{tvær} = I_{R2} = I_B \cdot 10 = 6,8 \mu\text{A} \cdot 10 = 68 \mu\text{A}$$

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{4,6 \text{ V}}{68 \mu\text{A}} = 68 \text{ k}\Omega$$

$$U_{R1} = U_{CC} - U_{R2} = 24 \text{ V} - 4,6 \text{ V} = 19,4 \text{ V}$$

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{tvær} + I_B} = \frac{19,4 \text{ V}}{68 \mu\text{A} + 6,8 \mu\text{A}} = 285 \text{ k}\Omega$$

$R1$ vælges til 270 k Ω , som er nærmeste standardværdi.

Ved stigende temperatur forsøger transistoren at trække en større strøm, hvilket bevirker et større spændingsfald over emittermodstanden.

Da basisspændingen ligger helt fast, og emitterspændingen stiger, vil U_{BE} blive mindre og derved holdes strømmen i transistoren og dermed arbejds punktet konstant.

DC-dimensionering

Ved beregning af DC-spændinger og DC-strømme skal vi huske på, hvordan strømmene løber i opstillingen og $I_B \cdot h_{FE} = I_C$ og $I_B + I_C = I_E$

En god håndregel ved beregninger er, at facit ikke skal have flere decimaler, end man kan aflæse på et måleinstrument med viser (analog).

Eksempel

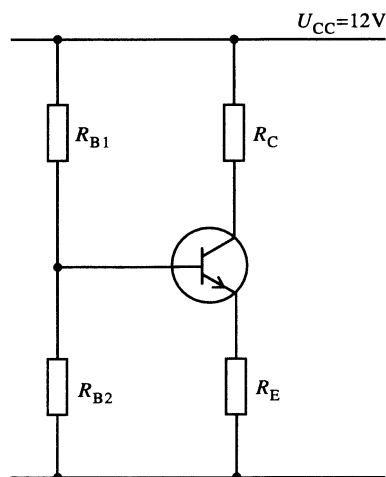
Vi vil her lave en DC-dimensionering af et standard-transistortrin af typen jordet-emitter.

Haves:

- Siliciumtransistor af NPN-typen
- Spændingsforsyning 12 V
- Modstande fra E12-rækken
- $h_{FE} = 100$ ifølge databladet

Vælges:

- Kollektorstrøm $I_C = 1 \text{ mA}$
- Emitterspænding $U_E = 2/12 \cdot U_{CC} = 2 \text{ V}$
- Tværstrøm = 10 gange I_B
- Symmetrisk spændingssving på udgangen
- I_C regnes her lig med I_E



ek392-10.CDR

Beregning

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

R_E vælges til $1,8 \text{ k}\Omega$ som nærmeste standardværdi. Da spændingssvinget på kollektoren skal være symmetrisk, skal U_C ligge midt imellem U_{CC} og U_E .

$$U_C = \frac{(U_{CC} - U_E)}{2} + U_E$$

$$U_C = \frac{(12 \text{ V} - 2 \text{ V})}{2} + 2 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

$$R_C = \frac{(U_{CC} - U_C)}{I_C} = \frac{(12 \text{ V} - 7 \text{ V})}{1 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$$

R_C vælges til $4,7 \text{ k}\Omega$, som er den nærmeste standardværdi.

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \text{ mA}}{100} = 10 \mu\text{A}$$

$$U_B = U_E + 0,6 \text{ V} = 2 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 2,6 \text{ V}$$

$$R_{B1} = \frac{(U_{CC} - U_B)}{(I_{tvær} + I_B)} = \frac{(12 \text{ V} - 2,6 \text{ V})}{(100 \mu\text{A} + 10 \mu\text{A})} = 85,4 \text{ k}\Omega$$

R_{B1} vælges til $82 \text{ k}\Omega$.

$$R_{B2} = \frac{U_B}{I_{tvær}} = \frac{2,6 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 26 \text{ k}\Omega$$

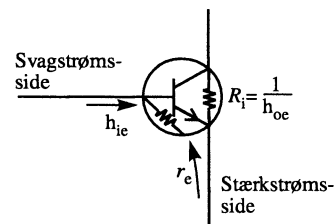
R_{B2} vælges til $27 \text{ k}\Omega$.

AC-forhold**h-parametre**

Når vi skal kigge på transistorens AC-egenskaber, har vi et sæt konstanter, der beskriver småsignalegenskaberne i et givet arbejds punkt. Disse kaldes transistorens h-parametre.

Der eksisterer et parametersæt for hver af de tre grundkoblinger, men normalt opgives kun JE-koblingens parameter i databladene. Her kommer en kort gennemgang.

Ved vekselspænding bruges små bogstaver.



ek515-06.CDR

Indgangsimpedansen h_{ie}

Transistorens indgangsimpedans (AC-modstand) beregnes som:

$$h_{ie} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B}$$

$$h_{ie} = r_e \cdot h_{fe}$$

Strømforstærkningen h_{fe}

Her beskrives, hvordan en strømændring i basis styrer en tilsvarende ændring i kollektor.

$$h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

Udgangsadmintansen h_{oe}

Her beskrives transistorens vekselstrømsledningsevne fra kollektor til emitter.

$$h_{oe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}}$$

Transistorens indre modstand (R_i) er den reciprokke værdi af admintansen.

$$R_i = \frac{1}{h_{oe}}$$

Emitterimpedans r_e

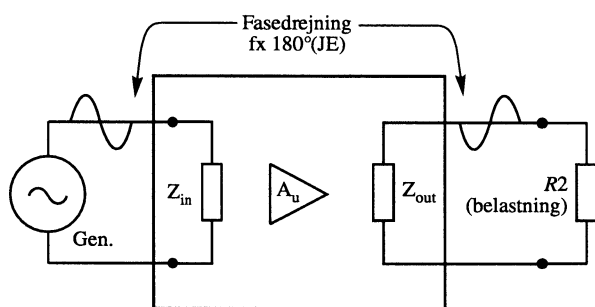
Betragtes basis-emitterdioden fra emitteren, benævnes den r_e og beregnes i forhold til emitterstrømmen efter følgende formel:

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (DC-strømmen i emitteren)}}$$

$$r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

Generelt

Blokdiagrammet af et enkelt forstærkertrin viser, hvad vi skal fokusere på, når vi skal fortælle, hvordan det opfører sig.



ek515-07.CDR

Vi skal se på følgende ting:

Indgangsimpedans Z_{in}

Det er den vekselstrømsimpedans, trinnet belaster fx en tonegenerator med, eller den impedans, som tonegeneratoren "ser" ind i.

Udgangsimpedans Z_{out}

Ethvert kredsløb, der afgiver en spænding, kan betragtes som en ideel generator, der er serieforbundet med en modstand. Denne kaldes Z_{out} , eller den impedans, en evt. belastning "ser" ind i.

Spændingsforstærkning A_u

Fortæller, hvor mange gange udgangsspændingen er større end indgangsspændingen.

$$A_u = \frac{u_{out}}{u_{in}}$$

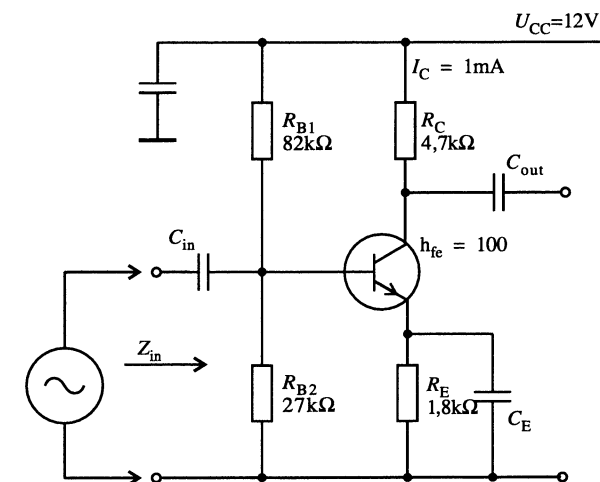
Fasedrejning

Fortæller, hvordan udgangsspændingen ser ud tidsmæssigt i forhold til indgangsspændingen.

Vi vil se på dem enkeltvis.

Indgangsimpedans med emitterafkobling

I et transistortrin bestemmes indgangsimpedansen Z_{in} af de modstande, som generatoren ser ind i.

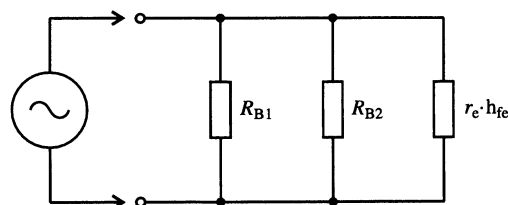


ek515-08.CDR

På tegningen sidder generatoren mellem indgangsterminalen og stel. For at finde den impedans, som generatoren ser ind i, skal der blot findes AC-stelveje fra indgangsterminalen.

Da forsyningsspændingen som bekendt er AC-mæssigt stel, findes der tre stelveje fra indgangen. Den ene går op gennem R_{B1} , den anden går ned gennem R_{B2} , den tredje går gennem transistorens basis-emitterstrækning og videre til stel via emitterafkoblingen C_E . Disse tre stelveje er parallelle.

Tegningen viser ækvivalentdiagrammet for trinnets Z_{in} .



ek395-10.CDR

Da basis-emitterstrækningen her er set fra "svagstrøms-siden", må den dynamiske modstand r_e virke h_{fe} gange større ($r_e \cdot h_{fe} = h_{ie}$).

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

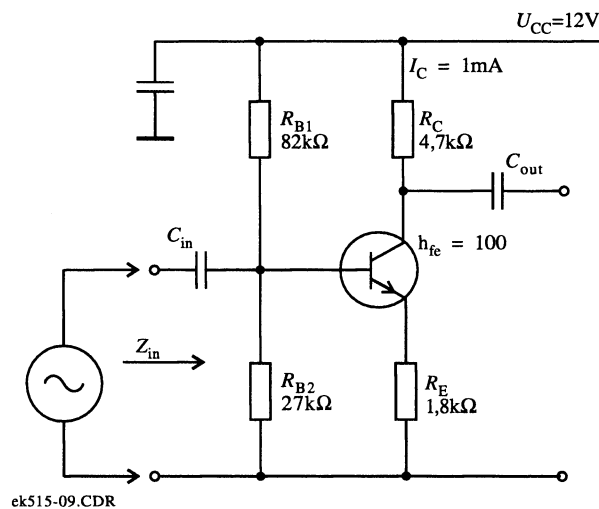
$$Z_{in} = R_{B1} // R_{B2} // (r_e \cdot h_{fe})$$

$$Z_{in} = 82 \text{ k}\Omega // 27 \text{ k}\Omega // (25 \Omega \cdot 100) = 2,23 \text{ k}\Omega$$

Her er det fortrinsvis transistorens h_{ie} , der bestemmer trinnets indgangsimpedans.

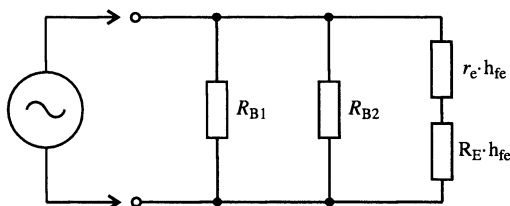
Indgangsimpedans uden emitterafkobling

Her er vist et trin, hvor emitteren er uafkoblet.



ek515-09.CDR

Der er igen tre AC-stelveje set fra generatoren.



ek395-12.CDR

Ækvivalentdiagrammet viser de tre stelveje. R_{B1} og R_{B2} er uændret, men den sidste stelvej består i dette trin af basis-emitterstrækningen plus emittermodstanden R_E . Da disse igen er set fra "svagstrømssiden", vil de virke h_{fe} gange større (både r_e og R_E skal ganges med h_{fe}).

$$Z_{in} = R_{B1} // R_{B2} // ((r_e + R_E) \cdot h_{fe})$$

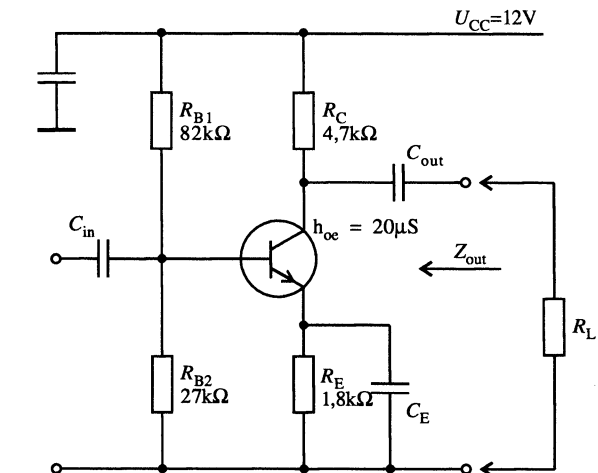
$$Z_{in} = 82 \text{ k}\Omega // 27 \text{ k}\Omega // ((25 \Omega + 1,8 \text{ k}\Omega) \cdot 100)$$

$$Z_{in} = 18,3 \text{ k}\Omega$$

Her er det fortrinsvis den nederste basemodstand R_{B2} , der bestemmer indgangsimpedansen.

Udgangsimpedans

I et transistortrin bestemmes udgangsimpedansen Z_{out} af den modstand, som belastningen R_L ser ind i.



ek515-10.CDR

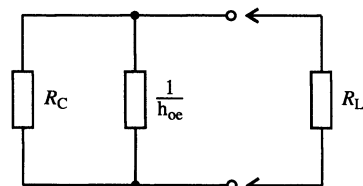
For at bestemme trinnets Z_{out} er det igen et spørgsmål om at finde AC-stelveje, denne gang fra udgangsterminalen.

Der er to AC-stelveje i denne kobling, den ene går op gennem kollektormodstanden R_C , den anden går ned gennem transistoren og via emitterafkoblingen til stel.

Modstanden ned igennem transistorens kollektor-emitterstrækning kaldes transistorens indre modstand

$$R_i = \frac{1}{h_{oe}}$$

Ækvivalentdiagrammet viser, hvorledes Z_{out} er en parallelforbindelse af kollektormodstanden og transistorens udgangsimpedans.



ek395-14.CDR

$$Z_{out} = R_C // \frac{1}{h_{oe}} = 4,7 \text{ k}\Omega // \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 4,3 \text{ k}\Omega$$

Her er det fortrinsvis kollektormodstanden, der bestemmer Z_{out} . Ved en større strøm igennem transistoren får h_{oe} dog lidt større indflydelse.

Hvis trinnet køres uden emitterafkobling, vil det ikke have nogen nævneværdig indflydelse på Z_{out} .

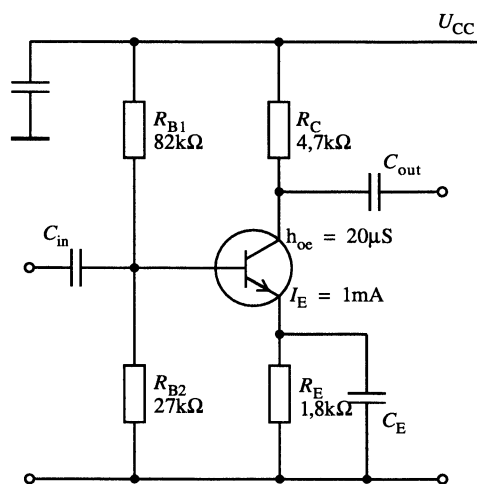
Det eneste, der sker, er, at R_E adderes til $\frac{1}{h_{oe}}$.

R_E optræder med sin påtrykte værdi $1,8 \text{ k}\Omega$, da Z_{out} jo ses fra "stærkstrømssiden".

Forstærkning

A_U med afkoblet emitter

I et JE-transistortrin bestemmes spændingsforstærkningen A_U af forholdet mellem kollektorimpedans og emitterimpedans.



ek515-11.CDR

I dette trin er emittermodstanden afkoblet. Det betyder, at emitterimpedansen kun består af r_e .

Kollektorimpedansen består af trinnets Z_{out} .

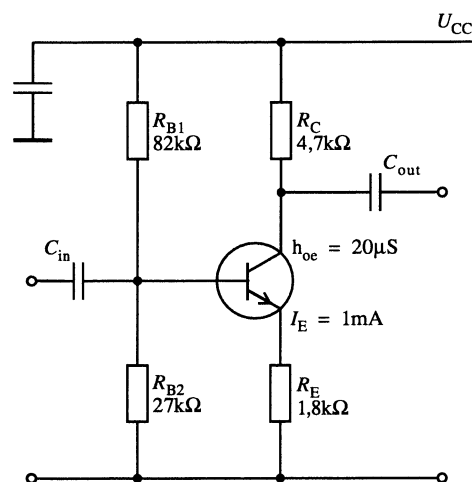
$$A_U = \frac{R_C}{r_e} = \frac{R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}}}{r_e}$$

$$A_U = \frac{4,7 \text{ k}\Omega \parallel \frac{1}{20 \mu\text{S}}}{25 \Omega} = 171,9 \text{ gg}$$

Det ses her, at h_{oe} ikke har den store betydning.

A_U med uafkoblet emitter

A_U er stadig forholdet mellem kollektor- og emitterimpedans.



ek515-12.CDR

I dette trin er emittermodstanden ikke afkoblet. Det betyder, at emitterimpedansen består af $r_e + R_E$.

Kollektorimpedansen er stadig lig med trinnets

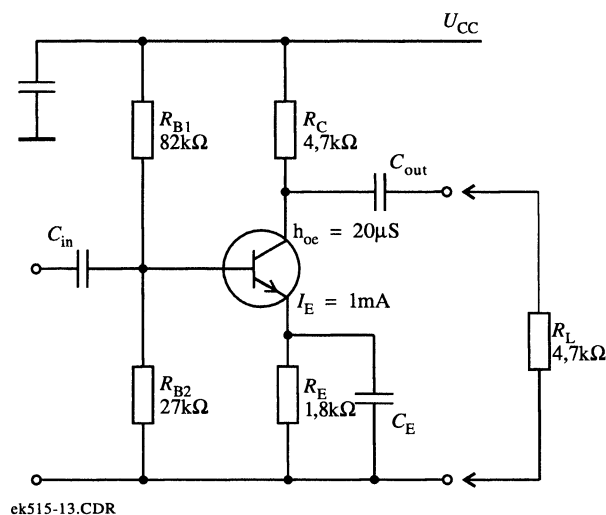
$$Z_{out} = R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}} = 4,7 \text{ k}\Omega \parallel \frac{1}{20 \mu\text{S}}$$

$$A_U = \frac{Z_{out}}{r_e + R_E} = \frac{4,7 \text{ k}\Omega \parallel \frac{1}{20 \mu\text{S}}}{25 \Omega + 1,8 \text{ k}\Omega} = 2,35 \text{ gg}$$

Det ses her, at h_{oe} og r_e ikke har den store betydning.

A_U angiver signalforstærkning.

A_U med belastning



Dette trin er belastet på udgangen med 4,7 kΩ. Dette vil ændre på kollektorimpedansen, således at R_L kommer til at ligge parallelt over trinnets Z_{out} .

Da trinnets emmittermodstand er afkoblet, består emmitterimpedansen kun af r_e .

$$A_U = \frac{R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}} \parallel R_L}{r_e}$$

$$A_U = \frac{4,7 \text{ k}\Omega \parallel \frac{1}{20 \mu\text{S}} \parallel 4,7 \text{ k}\Omega}{25 \Omega} = 89,8 \text{ gg}$$

Det ses her, at når trinnet belastes, ændres forstærkningen betydeligt.

Grænsefrekvens

Øvre grænsefrekvens

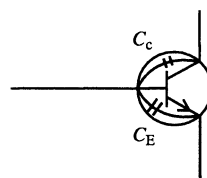
Det gælder for alle transistorforstærkere, at de på et tidspunkt når en øvre grænsefrekvens (f_ϕ). Den øvre grænsefrekvens er defineret som:

- Den frekvens, hvor forstærkningen er faldet 3 dB i forhold til forstærkningen ved 1 kHz.

Det er transistorens indre kapaciteter, som bevirker et fald i forstærkningen, når den tilførte signalfrekvens øges tilstrækkelig.

Det forholder sig således, at en diodestrækning altid udgør en vis kapacitet. I transistoren er der to diodestrækninger, basis-emitterdioden og basis-kollektor-dioden.

Tegningen viser transistorens indre kapaciteter. Kapaciteterne kaldes henholdsvis C_E og C_C , og deres værdier ligger i området 1 til 20 pF.



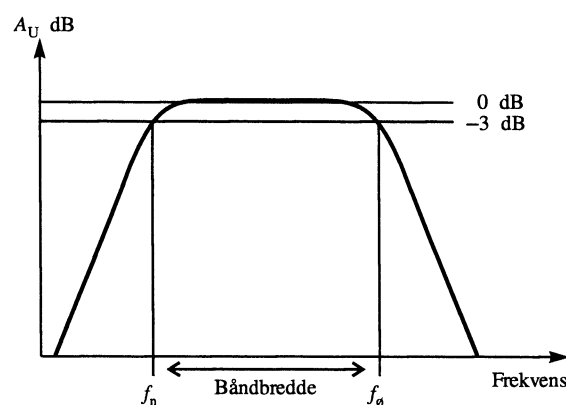
ek395-18.CDR

Nedre grænsefrekvens

Hvis transistorforstærkeren indeholder overføringskapaciteter og emitterafkoblingskapaciteter, vil der også være en nedre grænsefrekvens (f_n). Den nedre grænsefrekvens er, ligesom den øvre grænsefrekvens, den frekvens, hvor forstærkningen er faldet 3 dB i forhold til 1 kHz, denne gang blot for faldende frekvens.

Frekvenskarakteristik

Tegningen viser en forstærkers frekvenskarakteristik.



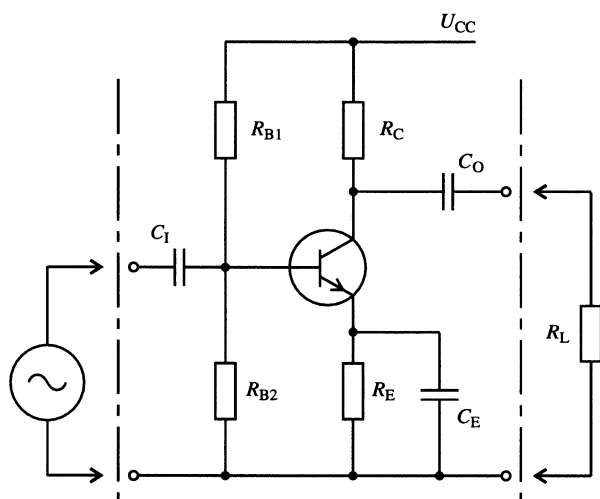
ek395-19.CDR

Området mellem de to grænsefrekvenser benævnes båndbredden $= f_\phi - f_n$

Trinnets kondensatorer

Overføringskapaciteter

Overføringskapaciteterne C_I og C_O sidder i serie med signalvejen i transistortrinet. Dette betyder, at kapaciteternes X_C -værdi vil blokere mere og mere, jo lavere en frekvens forstærkertrinet skal overføre. Overføringskapaciteterne er med til at bestemme trinnets nedre grænsefrekvens (f_n).



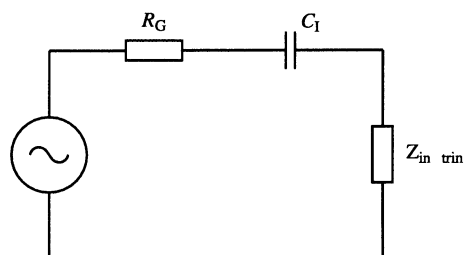
ek395-20.CDR

En grænsefrekvens er det samme som overgangsfrekvensen for et RC-led, og den findes som bekendt, når R og X_C er lige store (spændingen er faldet med 3 dB).

C_I og C_O skal have en sådan størrelse, at de uden tab kan overføre de laveste frekvenser, som forstærkertrinet skal kunne arbejde ved.

Indgangskapaciteten C_I

Ser vi på indgangen, får vi følgende AC-model.



ek395-21.CDR

Den nedre grænsefrekvens bestemt af C_I kan beskrives som følger:

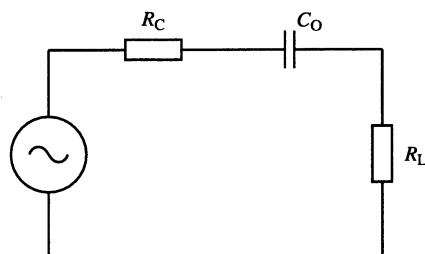
$$f_n(C_I) = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G + Z_{in \text{ trin}}) \cdot C_I}$$

Hvis C_I ikke skal være den komponent, der bestemmer trinnets f_n , vælges en værdi som er 10 gange større.

$$C_I = 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot (R_G + Z_{in \text{ trin}}) \cdot f_n}$$

Udgangskapaciteten C_O

Ser vi på udgangen, får vi følgende AC-model, hvis vi betragter transistoren som en spændingsgenerator.



ek395-22.CDR

Den nedre grænsefrekvens bestemt af C_O kan beskrives, som følger:

$$f_n(C_O) = \frac{1}{2\pi \cdot (R_C + R_L) \cdot C_O}$$

Hvis C_O ikke skal være den komponent, der bestemmer trinnets f_n , vælges en værdi som er 10 gange større.

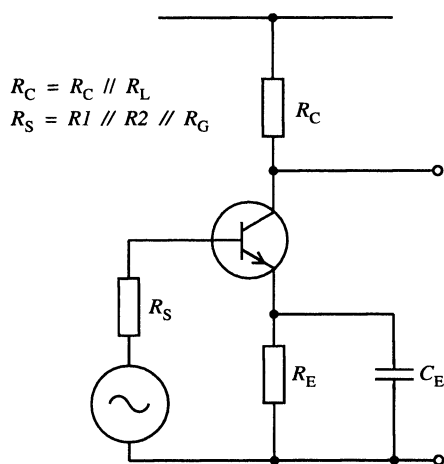
$$C_O = 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot (R_C + R_L) \cdot f_n}$$

Emitterafkoblingen C_E

Som bekendt skal afkoblingskondensatoren C_E fjerne alle AC-signaler fra emitteren.

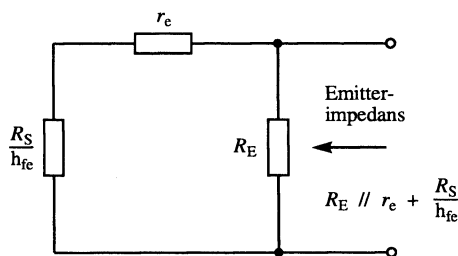
Hvis der er et AC-signal på emitteren, vil trinnets forstærkning reduceres betydeligt, jævnfør afsnittet omkring forstærkning med uafkoblet emitter.

Tegningen viser en AC-model, hvor overføringskapaciteterne regnes som kortslutninger.



ek395-23.CDR

For at afkoble emitteren effektivt skal C_E 's X_{C_E} -værdi være meget mindre end den samlede emitterimpedans.



ek395-24.CDR

Ækvivalentdiagrammet viser den samlede emitterimpedans.

Det hele betragtes fra "stærkstrømssiden". Derfor optræder R_E med sin normale værdi, basis-emitterstrækningen er lig med r_e , mens den samlede modstand på "svagstrømssiden" R_S virker h_{fe} gange mindre.

Den nedre grænsefrekvens bestemt af C_E kan derfor beskrives, som følger:

$$f_n(C_E) = \frac{1}{2\pi \cdot (R_E \parallel (r_e + \frac{R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}}{h_{fe}})) \cdot C_E}$$

Da C_E bliver den største kapacitet i trinnet, er det som regel den, der får lov til at bestemme trinnets nedre grænsefrekvens.

C_E beregnes derfor, som følger:

$$C_E = \frac{1}{2\pi \cdot (R_E \parallel (r_e + \frac{R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}}{h_{fe}})) \cdot f_n}$$

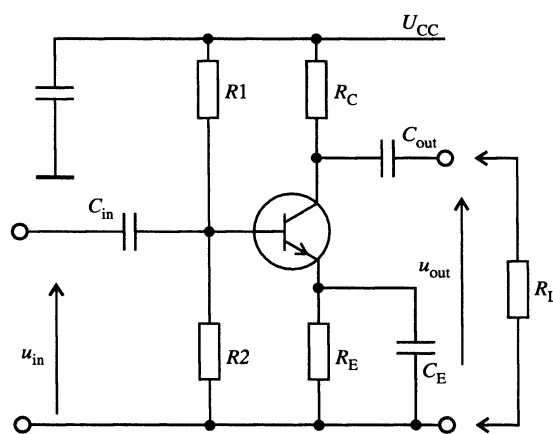
Grundkoblinger

Transistoren kan arbejde i tre grundkoblinger. Deres navne er bestemt af, hvilken af de tre terminaler, emitter, kollektor eller basis, der AC-mæssigt er tættest på stel.

En anden måde at kende de tre koblinger fra hinanden er at se på, hvilke terminaler der indsættes og udtages signaler. Det ben, som ikke bliver brugt til en af disse ting, giver navnet, her følger de i kort form med deres karakteristiske egenskaber.

Jordet emitterkobling

Tegningen viser en jordet emitterkobling (JE).



ek395-01.CDR

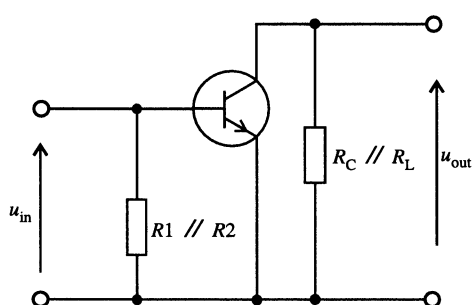
Indgangssignalet tilføres basis via en overføringskondensator C_{in} .

Udgangssignalet tages fra kollektoren via overføringskondensatoren C_{out} .

Kondensatoren C_E afkobler emitteren til stel ("jord"), deraf navnet jordet emitter.

Forsyningsspændingen (U_{CC}) er her afkoblet for at illustrere, at forsyningsspændingen altid er på AC-mæssigt stelniveau.

Tegningen viser trinnets AC-model, hvor alle kondensatorer er tænkt som effektive AC-kortslutninger.



ek395-02.CDR

Modstandene i basisspændingsdeleren $R1$ og $R2$ kommer til at ligge parallelt over indgangsterminalerne.

Kollektormodstanden og belastningen R_C og R_L kommer til at ligge parallelt over udgangsterminalerne.

De typiske egenskaber for en JE-kobling:

- Fasedrejning 180°
- Stor A_U (10 til 500) gange
- Stor A_I (h_{fe} , 50 til 800) gange
- Meget stor A_P ($A_U \cdot A_I$)
- Middel Z_{in} (1 til 10) $k\Omega$
- Middel Z_{out} (1 til 10) $k\Omega$

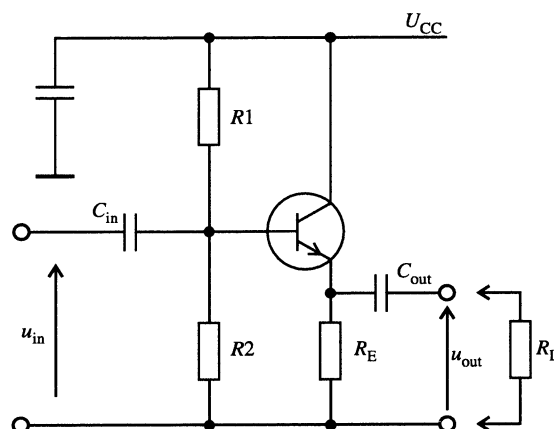
$$A_u = \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{r_e}$$

$$Z_{in} = h_{ie} // R1 // R2$$

$$Z_{out} = R_C // \frac{1}{h_{oe}}$$

Jordet kollektor

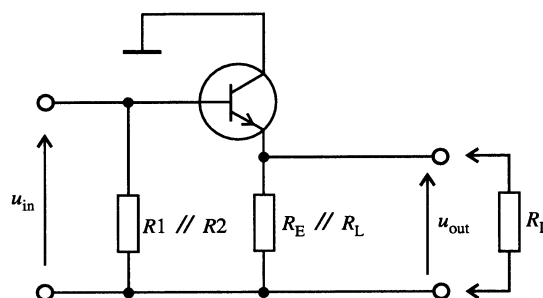
Tegningen viser en jordet kollektorkobling. Denne kobling går også under navnet emitterfølger.



ek395-03.CDR

Signalet indføres på basen og udtages over emittermodstanden.

Der findes ingen kollektormodstand, dvs. at kollektoren ligger direkte på AC-mæssigt stel ("jord").



ek395-04.CDR

Trinnets AC-model viser, hvorledes modstandene $R1$ og $R2$ igen ligger i parallel over indgangen. På udgangen er det emittermodstanden og belastningen R_E og R_L , der ligger parallelt.

Transistor

De typiske egenskaber for en JC-kobling:

- Fasedrejning 0°
- Lille A_U (mindre end 1)
- Stor A_I (50 til 800) gange
- Stor A_P ($A_U \cdot A_I$)
- Høj Z_{in} (10 til 500) k Ω
- Lav Z_{out} (10 til 100) Ω

$$A_u = 1$$

$$Z_{in} = R1 // R2$$

$$Z_{out} = r_e$$

AC-modellen viser, at emittermodstanden $R_E // r_e$ ligger direkte over indgangen. På udgangen er det R_C og R_L , der ligger parallelt.

De typiske egenskaber for en JB-kobling:

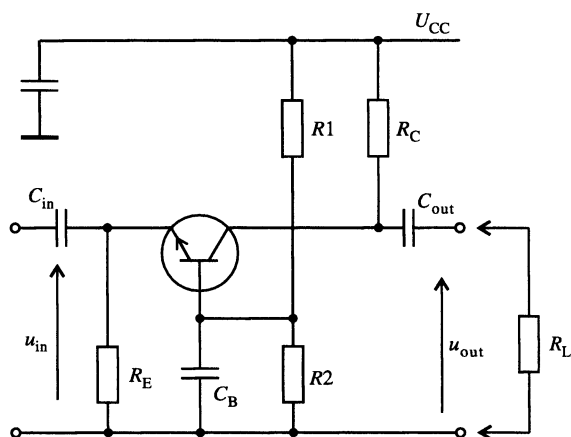
- Fasedrejning 0°
- Stor A_U (10 til 500) gange
- Lille A_I (mindre end 1)
- Stor A_P ($A_U \cdot A_I$)
- Lav Z_{in} (10 til 100) Ω
- Høj Z_{out} (10 til 100) k Ω

Alle tre grundkoblinger er DC-stabiliserede, så DC-beregningerne er næsten ens.

AC-egenskaberne er til gengæld meget forskellige, så når forstærkning samt ind- og udgangsimpedanser skal beregnes, skal vi benytte os af transistorens h-parametre.

Jordet basis

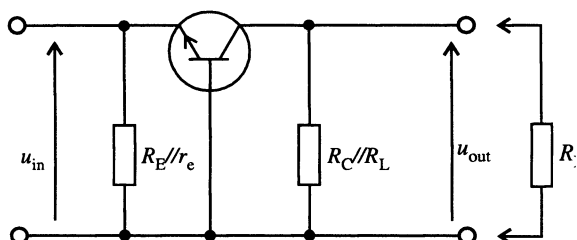
Tegningen viser en jordet basiskobling.



ek395-05.CDR

Signalet indføres på emitteren og udtages over kollektor-modstanden.

Basis er afkoblet direkte til stel ("jord").



ek395-06.CDR

$$A_u = \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{r_e}$$

$$Z_{in} = r_e$$

$$Z_{out} = R_C$$

FET (felteffekttransistor)

DC-forhold

Karakteristikker

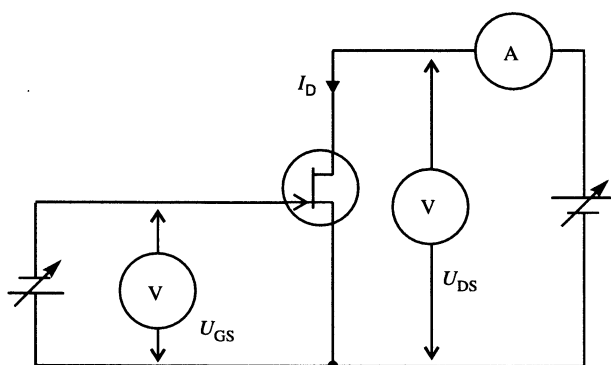
Lige som ved den bipolare transistor er det nødvendigt at kende komponenternes egenskaber. Disse kan læses i et datablad i form af tal og kurver. For at kunne forstå disse ser vi her nærmere på FET'ens karakteristikker, og hvorledes disse fremkommer ved måling.

Som eksempel i det følgende vil der blive benyttet en N-kanal JFET, da princippet er ens for alle FET-typer.

Målemetode

Ved hjælp af opstilling, som vist herunder, kan man optage FET'ens udgangskaraktistik $I_D = f(U_{DS})$ med U_{GS} som parameter (konstantværdi).

Samme opstilling kan anvendes til optagelse af overføringskaraktistikken $I_D = f(U_{GS})$ med U_{DS} holdt konstant.



ek399-01.CDR

Disse karakteristikker plottes for en FET i første og anden kvadrant.

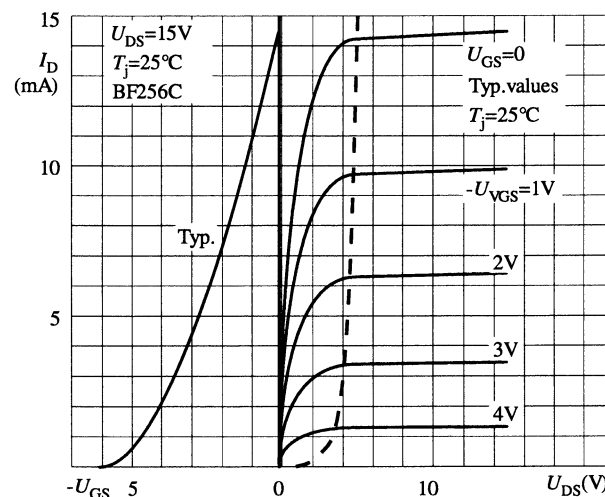
Da I_G går mod nul, findes der ingen indgangskaraktistik i tredje kvadrant som ved den bipolare transistor. I det følgende omtales de to karakteristikker nærmere.

Udgangskaraktistikken

I første kvadrant plottes udgangskaraktistikken, hvor bl.a. de vigtigste datastørrelser I_{DSS} og U_p (U pinch off) kan aflæses på kurven for $U_{GS} = 0$ V.

Disse to størrelser vendes der tilbage til under overføringskaraktistikken.

Karakteristikfeltet er delt op i to områder af den stiplede linie, som går gennem kurvernes RknæpunkterP (pinch off punkter).



ek516-03.CDR

De to områder er det ohmske område til venstre og pinch off området til højre.

Det ohmske område

For lave U_{DS} -værdier er I_D stærkt afhængig af U_{DS} .

Ved at ændre på U_{GS} er det muligt at bestemme, hvor stor modstanden mellem drain og source skal være. Er U_{GS} meget lille (0 V), er modstanden mellem drain og source også meget lille (stor hældning). Er U_{GS} derimod stor, ca. -4 V, vil modstanden mellem drain og source være at betragte som stor (lille hældning).

I det ohmske område kan en FET derfor anvendes som spændingsstyret modstand. Kurverne fortsætter et stykke ned i tredje kvadrant.

Pinch off området

Beskriver FET'ens dynamiske udgangsmodstand og er her stor. Kurvens hældning opgives i datablade som småsignaludgangsadmittansen (ledningsevne) g_{os} eller Y_{os} , der opgives i siemens [S] og er i samme størrelsesorden som transistorens h_{oe} . Denne del af karakteristikken er meget lineær.

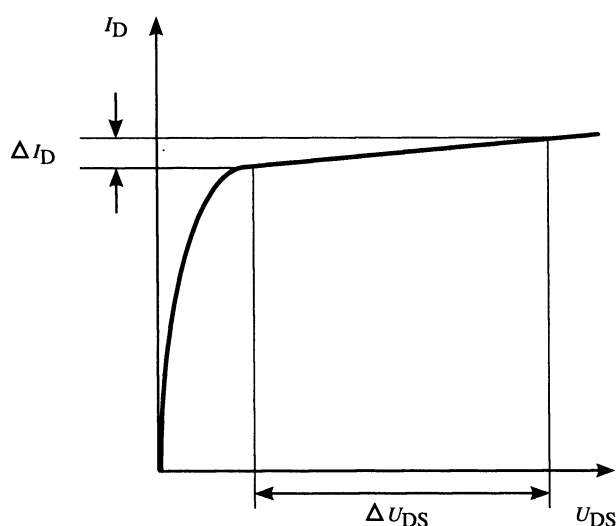
Skal en FET anvendes som småsignalforstærker, placeres dens DC-arbejdspunkt i pinch off området.

Benævnelsen pinch off hentyder til, at kanalen er tømt for frie ladningsbærere (pinched off) og derfor udgør en ideel isolator, således at strømtransporten må foregå ved, at elektroner accelereres tværs over den tømte kanal i lighed med elektrontransporten gennem elektronrørets vakuum.

Pinch off området ses derfor også ofte omtalt som pentodeområdet efter radiorøret, hvis karakteristik har samme udseende.

Udgangsledningsevnen beregnes som forholdet mellem strømændringen ΔI_D og den tilhørende spændingsændring ΔU_{DS} .

$$Y_{os} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}}$$



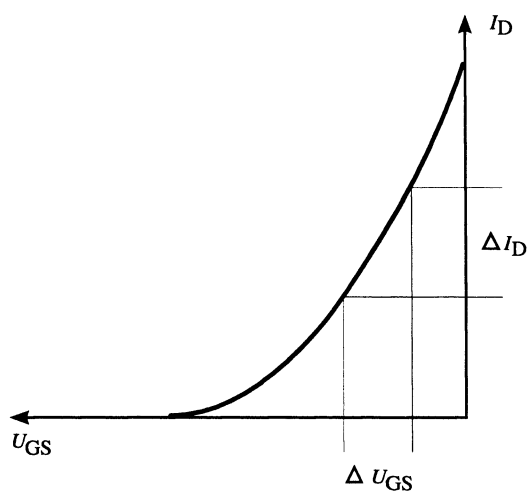
ek399-03.CDR

Overføringskarakteristikken

I anden kvadrant ses en JFET overføringskarakteristik, der beskriver indgangen på en FET.

Den dynamiske parameter hedder her g_m , g_{fs} eller Y_{fs} og er benævnt stejlheden. Denne angiver drainstrømmens afhængighed af U_{GS} og udtrykkes og opgives i siemens [S] eller mho.

$$Y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}; \text{ med } U_{DS} \text{ konstant}$$



ek399-04.CDR

Stejlheden i punktet $U_{GS} = 0$ V kaldes ofte for g_{m0} .

Den viste karakteristik er tilnærmelsesvis uafhængig af den valgte drainspænding.

Karakteristikken er ulineær, parabelformet, men kan inden for et begrænset stykke betragtes som værende lineær, hvilket gør komponenten velegnet til forstærkning af små vekselspændinger, fx i en forstærkers indgangstrin.

Databladet

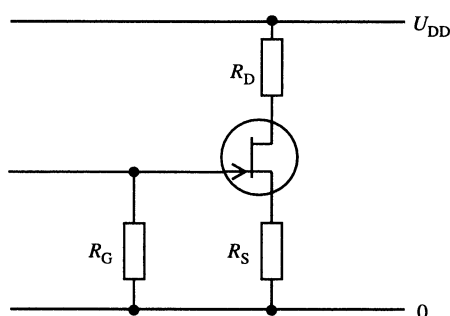
Ovenstående data og andre data over lækstrømme og temperatur kan læses i det af fabrikanten fremstillede datablad.

DC-forhold

Som ved den bipolare transistor er det nødvendigt at tilføje nogle modstande til en FET. Disse har flere formål:

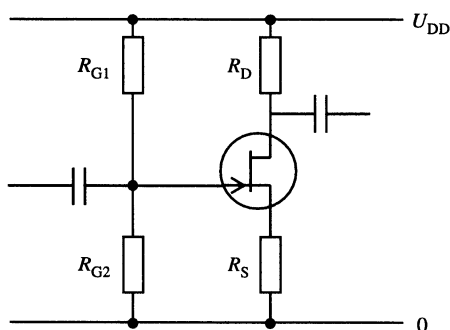
- Begrænse den maksimale effekt, der afsættes i FET'en
- Sørge for forspænding til FET'en
- Tage hensyn til FET'ens store spredning
- Lægge et fast temperaturstabilt arbejds punkt

En FET bliver derfor normalt koblet, som vist herunder, i en selvfor-spændende opstilling (self bias).



ek399-05.CDR

Men den kan også kobles med en egentlig spændingsdeler på gaten (fixed bias), hvis det er nødvendigt at tilpasse koblingen til et bestemt DC-niveau.



ek516-07.CDR

Effekt

Tilladelig effekt

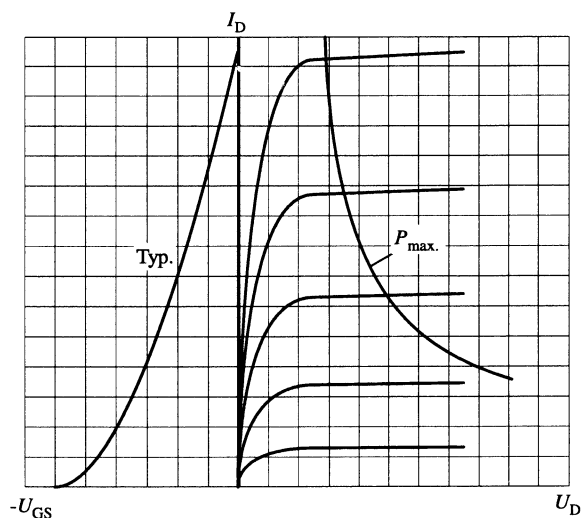
Når en FET anvendes i en opstilling, vil der afsættes en større eller mindre effekt i FET'en.

Denne effekt omsættes til varme, og hvis den ikke begrænses og/eller ledes bort fra FET'en, vil denne kunne ødelægges.

Den maksimale tilladelige effekt, der må afsættes i en given FET, kan findes i databladet som P_{tot} eller P_{max} , og opgives normalt ved en omgivelsestemperatur ($T_{amb.}$) på 25° .

Den effekt, som afsættes i en FET, kan beregnes efter formelen $P = U_{DS} \cdot I_D$.

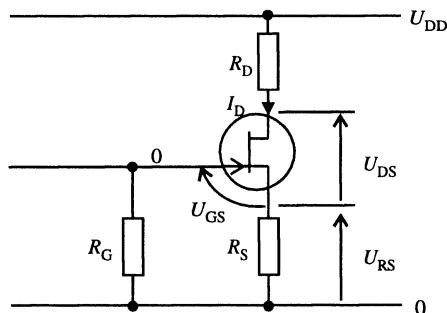
Da P_{tot} er en konstant værdi for en given FET ved en given temperatur, kan man indlægge en kurve (effekt-hyperbel) i første kvadrant i FET'ens karakteristikfelt.



ek516-04.CDR

Arbejdspunkt/arbejdslinie

For at kunne anvende en FET som forstærker er det nødvendigt at indlægge en arbejdsline og dermed arbejds punktet.



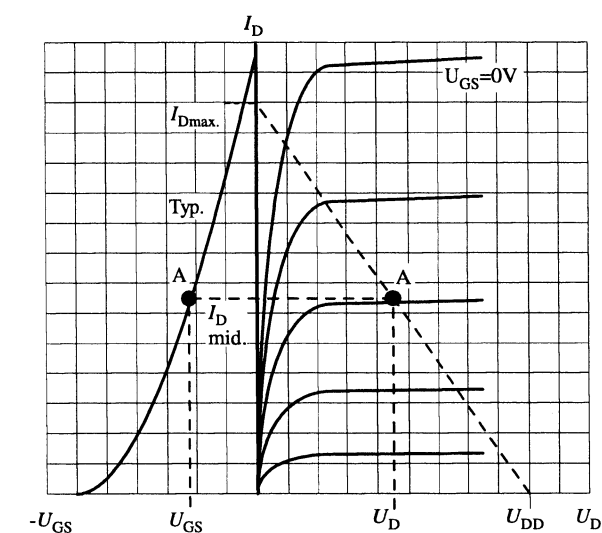
ek399-07.CDR

Den viste opstilling er som før et self bias trin, her med betegnelsen for de nødvendige spændinger og strømme. Navnet self bias hentyder til, at en FET selv bestemmer det ene af arbejds punktets to ydergrænser.

Da der ingen strøm går i gaten ud over en lækstrøm I_{GSS} , som er nogle få nA, må det antages, at gaten tilnærmelsesvis ligger på 0 V. Derfor er:

$$U_{RS} = -U_{GS}, \text{ og } I_{RS} = I_D$$

Det er begge størrelser, som kan findes i karakteristikkens anden kvadrant (overføringen).



ek516-05.CDR

Det er normalt, at arbejds punktet placeres ca. midt på indgangskaraktistikens rette del for at undgå den forvrængning, der vil opstå, hvis FET'en kommer til at arbejde på den krumme del. Det er nu muligt at aflæse U_{GS} og $I_{Dmid.}$

Dimensionering

Sourcemodstanden

R_S kan beregnes ved hjælp af Ohms lov.

$$R_S = \frac{U_{GS}}{I_{Dmid.}}$$

Denne metode er lidt for enkel, hvis man skal anvende trinnet i masseproduktion. Problemet er, at der er en meget stor spredning på værdien U_p og dermed også på overføringskaraktistikken.

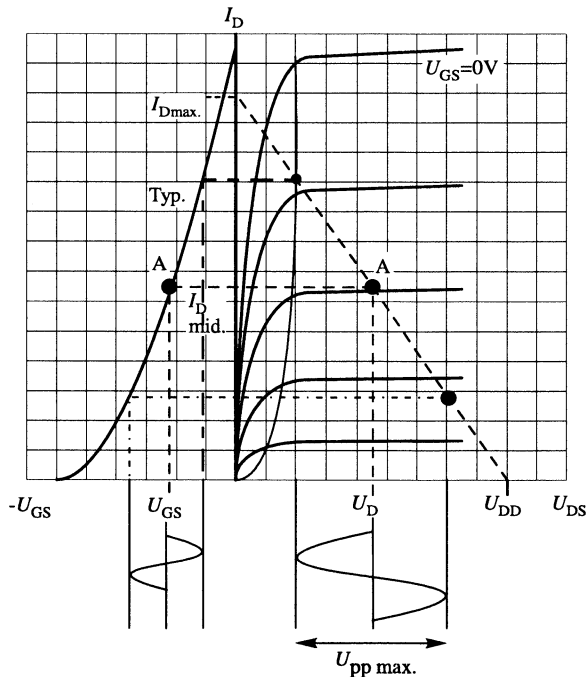
En metode til at tilgodese denne spredning er altid at dimensionere ud fra den Rdårligste FETP, dvs. den af samme type med lavest U_{GS} og I_D . I modsat fald vil man kunne opleve forstærkertrin, der ikke kan overholde de forventede krav.

Gatemodstanden

Efter at have valgt R_S vælges nu R_G , som er ene om at bestemme trinnets indgangsimpedans. Valget af denne er derfor bestemt af kravet til indgangsimpedansen. Man skal dog være opmærksom på, at en stor værdi af R_G (10 M Ω) kan resultere i, at gatelækstrømmen I_{GSS} ved høj temperatur kan begynde at få indflydelse på arbejds punktet, da gaten vil blive RløftetP fra stel på grund af det spændingsfald, der vil blive over R_G forårsaget af I_{GSS} . Spændingsfaldet kan beregnes ud af $-I_{GSS} \cdot R_G$.

Drainmodstanden

Denne beregnes ud fra I_D mid og under hensyntagen til, at et spændingssving på drain ikke må komme ned i det ohmske område, da det vil give forvrængning.



ek516-06.CDR

R_D vælges normalt således, at

$$U_{DS} = U_{DD} - U_{RS}$$

hvilket medfører, at $U_{DS} = U_{RD}$ og R_D nu bliver:

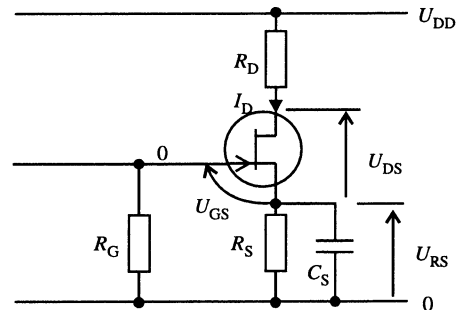
$$R_D = \frac{U_{RD}}{I_{Dmid.}}$$

For at kontrollere $I_{Dmax.}$ for trinnet kan der foretages en beregning af denne.

$$I_{Dmax.} = \frac{U_{DD}}{R_D + R_S}$$

Dimensioneringseksempel

Vi vil her lave en DC-dimensionering af et standard FET-trin af typen jordet source.



ek399-10.CDR

Haves

- FET af N-kanal typen (fx 2N5457)
- Spændingsforsyning 12 V
- Modstande fra E12 rækken

Fra datablad hentes/vælges

- $U_{GS} = 0,8 \text{ V}$
- Drainstrøm mid. = $1,6 \text{ mA}$
- Symmetrisk spændingssving på udgangen

Beregning

$$R_S = \frac{U_{GS}}{I_D} = \frac{0,8 \text{ V}}{1,6 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

R_S vælges til 510Ω .

Da spændingssvinget skal være symmetrisk, skal U_D ligge midt mellem U_{DD} og U_S .

$$U_D = \left(\frac{U_{DD} - U_S}{2} \right) + U_S =$$

$$\left(\frac{(12 \text{ V} - 0,8 \text{ V})}{2} \right) + 0,8 \text{ V} = 6,4 \text{ V}$$

$$R_D = \frac{(U_{DD} - U_D)}{I_D} = \frac{(12 \text{ V} - 6,4 \text{ V})}{1,6 \text{ mA}} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

R_D vælges til $3,5 \text{ k}\Omega$.

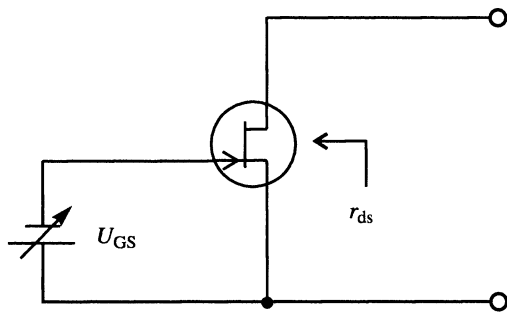
R_G vælges til en Z_i på $100 \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$.

FET som modstand

Spændingsstyret modstand

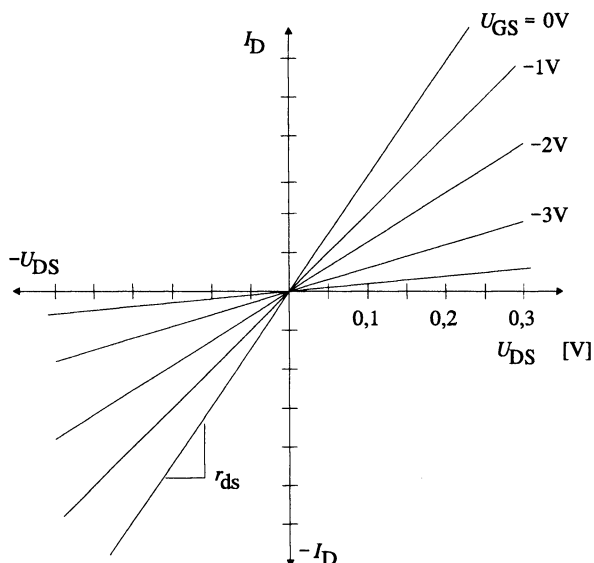
En speciel analog anvendelse er FET'en som spændingsstyret modstand.

Vi har allerede set, at udgangskaraktistikken dynamiske modstand i det ohmske område (triodeområdet) er stærkt afhængig af U_{GS} . For lave værdier af U_{DS} kan modstanden i drain-sourcestrækningen styres af U_{GS} , se tegning herunder.



ek399-11.CDR

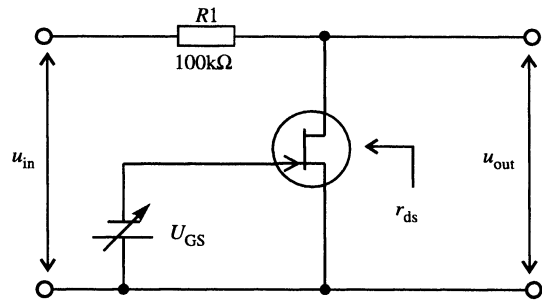
Hvis vi laver et forstørret udsnit af det ohmske område omkring nulpunktet (origo), ser vi, at kurverne fortsætter lidt over i tredje kvadrant, således at signaler af begge polariteter kan behandles.



ek399-12.CDR

For at vise, at der er tale om et meget stort modstandsvariationsområde (r_{ds} $100\ \Omega - 10\ M\Omega$), kan man fx slå op i databladet for en BF256 og finde kurven $r_{ds} = f(U_{GS})$.

Anvendelseseksemplerne er utallige, men en helt typisk anvendelse kan være som RbundmodstandP i en spændingsvariabel attenuator.



ek399-13.CDR

Med så stor en modstandsvariation, der er tale om, vil en FET være anvendelig som fx signalswitch. En sådan switch går under navnet analog switch og fås ofte som en IC. Her er særligt en MOSFET meget anvendelig, da ON-modstanden er meget lav.

AC-forhold

Grundkoblinger

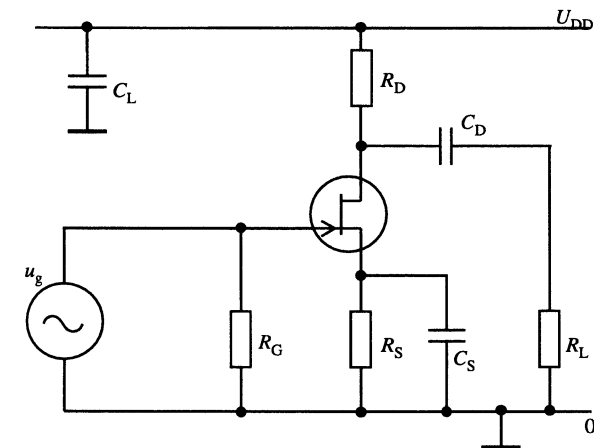
Vi har indtil nu behandlet FET'ens DC-mæssige forhold. I det følgende vil vi beskæftige os med de AC-mæssige forhold, når en FET skal arbejde som lineær forstærker.

En FET kan anvendes som forstærker i lighed med den bipolare transistor, men er noget mere enkel at have med at gøre, da der kun er to kvadranter i karakteristikkfeltet at tage hensyn til. I øvrigt kan man tillade sig at betragte en FET som en modstand (variabel).

En FET kan, ligesom den bipolare transistor, arbejde i tre grundkoblinger, der her præsenteres kort med de karakteristiske egenskaber.

Jordet source

Tegningen viser en jordet sourcekobling (JS).



ek400-01.CDR

Udgangssignalet tages fra drainterminalen via overføringskondensatoren C_D .

Kondensatoren C_S afkobler sourcen til stel, før i tiden kaldet RjordP og deraf navnet, jordet source.

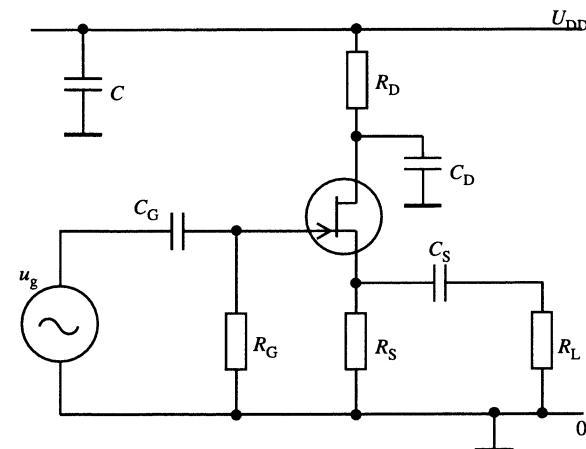
Forsyningsspændingen er altid AC-mæssigt stelniveau, hvilket her er vist med en afkoblingskondensator, C_L .

De typiske egenskaber for en JS-kobling.

- Fasedrejning 180°
- Middel A_u (2 til 50) gange
- Variabel Z_i (afhængig af R_G , normalt $1\text{ M}\Omega$)
- Middel Z_o (1 til 20) $\text{k}\Omega$

Jordet drain

Tegningen viser en jordet drainkobling, også kaldet sourcefølger.



ek400-02.CDR

Denne kobling har de samme egenskaber som jordet kolektorkobling ved den bipolare transistor.

Her føres signalet igen til gaten, men udtages nu over sourcemodstanden R_S .

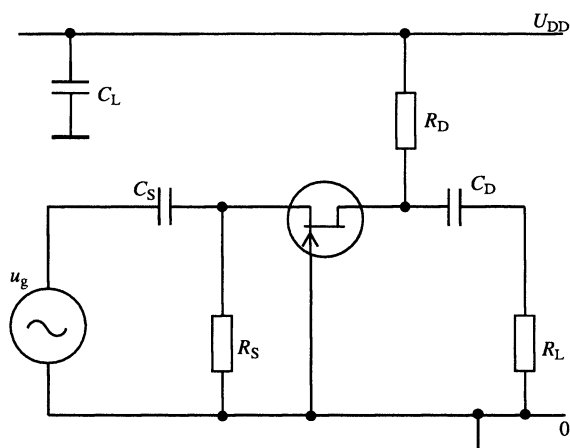
Det er muligt at indskyde en drainmodstand af hensyn til DC-niveautilpasning, men den vil da AC-mæssigt være kortsluttet med en kondensator.

De typiske egenskaber for en JD-kobling er:

- Fasedrejning 0°
- Lille A_u (1 gang)
- Variabel Z_i (afhængig af R_G , normalt $1\text{ M}\Omega$)
- Lav Z_o (JFET 50 til $500\text{ }\Omega$) (MOSFET 0,1 til $50\text{ }\Omega$)

Jordet gate

Tegningen viser en jordet gatekobling.



ek400-03.CDR

Signalet føres ind på sourcen og tages ud over drain-modstanden. Gaten er lagt direkte på stel.

De typiske egenskaber for en JG-kobling er:

- Fasedrejning 0°
- Middel A_u (2 til 50 gange)
- Lav Z_i (JFET 50 til 500 Ω) (MOSFET 0,1 til 50 Ω)
- Høj Z_o (afhængig af R_D , 10 til 100 k Ω)

For alle tre grundkoblinger gælder samme DC-beregninger, da U_{GS} skal fastlægges på samme måde.

AC-egenskaberne er til gengæld meget forskellige, og ved beregning er det nødvendigt at bruge parametrene fra databladet for den enkelte transistor.

Der er den forskel fra en bipolar transistor, at man kan tillade sig at betragte en FET som en modstand, stor eller lille, alt efter om den skal arbejde i det ohmske (triode) område eller pinch off (pentode) området.

Disse parametre findes under FET'ens DC-forhold i det første afsnit.

Impedanser

FET'ens indgangsimpedans

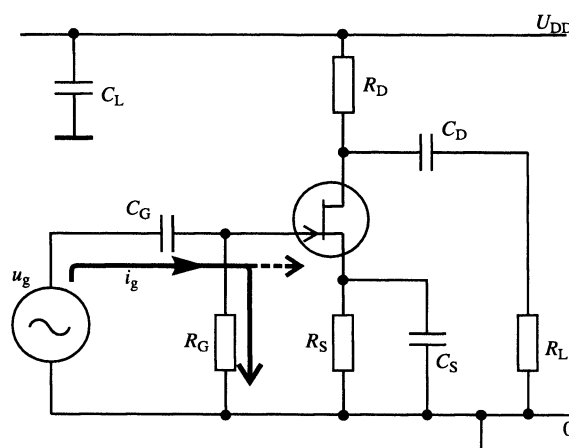
For at kunne finde indgangsmodstanden i en FET kan man anvende Ohms lov.

$$Z_{in} = \frac{u_{GS}}{i_{in}}$$

En FET's R_{in} kan betragtes enten fra gaten (spændings-siden) eller fra sourcen (strømsiden).

Gatesiden

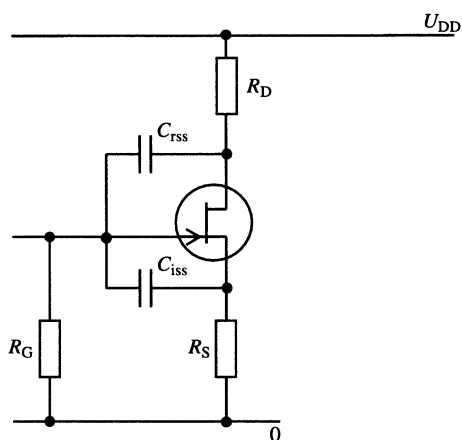
R_{in} i gaten er, set fra generatoren ved LF, gående mod uendelig, da der ikke løber nogen strøm i gaten. Den er derfor bestemt af R_G .



ek516-01.CDR

Ved stigende frekvens falder Z_{in} , da FET'ens indre kapaciteter C_{rss} og C_{iss} kan antage betragtelige værdier (JFET \approx 2 til 10 pF) og (MOSFET op til 600 pF).

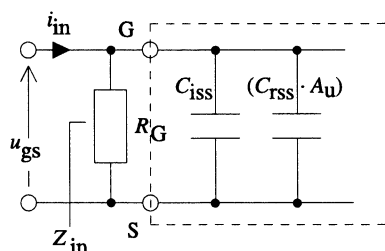
Især C_{rss} , der også kaldes for Miller-kapaciteten, er af betydning, da den vokser med forstærkningen.



ek400-05.CDR

Modellen viser, hvordan C_{rss} og C_{iss} ligger parallelt over R_G . Dette er i øvrigt en af FET'ens største ulemper.

$$C_{tot} = C_{Ciss} + (C_{Crss} \cdot A_u)$$



ek400-06.CDR

Set fra generatoren og mod stel er Z'_i nu

$$Z'_i = R_G // (X_{Ciss} // (\frac{X_{Crss}}{A_u}))$$

Beregningseksempel (2N5457)

Vælges:

$$f = 100 \text{ kHz}$$

$$C_{iss} = 7 \text{ pF}$$

$$C_{rss} = 3 \text{ pF}$$

$$A_u = 10 \text{ gg}$$

$$R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

X_{Ciss} beregnes til:

$$X_{Crss} = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C_{iss}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 7 \text{ pF}} = 227,4 \text{ k}\Omega$$

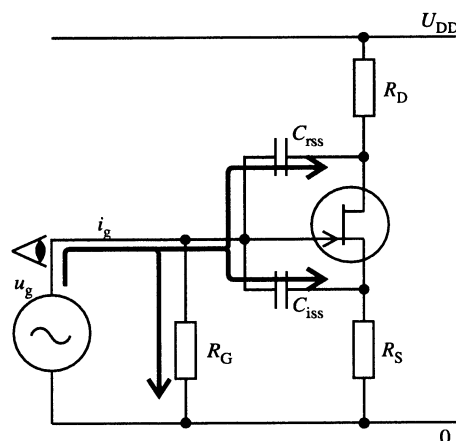
X_{Crss} beregnes til:

$$X_{Crss} = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C_{rss}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 3 \text{ pF}} = 530,5 \text{ k}\Omega$$

Z'_i kan nu beregnes til:

$$Z_i = R_G // (X_{Ciss} // \frac{X_{Crss}}{A_u}) = 1 \text{ M}\Omega // (227,4 \text{ k}\Omega // \frac{530,5 \text{ k}\Omega}{10}) = 43 \text{ k}\Omega$$

Impedansen er altså nu faldet til ca. 43 kΩ, hvor den ved DC var 1 MΩ.

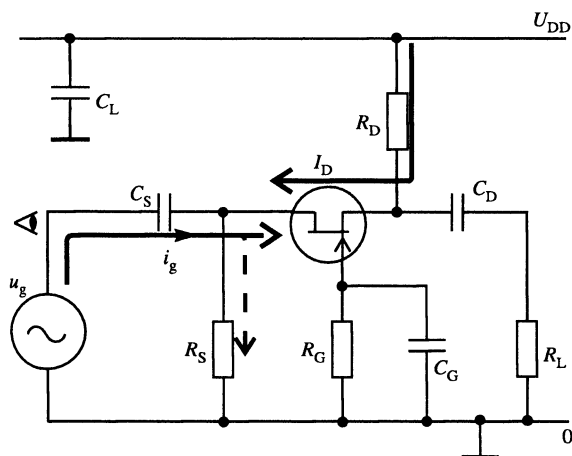


ek400-07.CDR

Sourcesiden

Betragtes Z_i derimod fra sourcen (strømsiden), ser vi ind i en lille dynamisk modstand, der er bestemt af g_m .

Tegningen viser generatoren placeret i serie med drain-source strømmen.



ek516-02.CDR

For at få generatorsignalet forstærket er det nødvendigt, at generatoren skal styre drain-sourcestrømmen. For at modvirke denne strøm må generatoren aflevere en modsat rettet strøm af samme størrelse. Generatorens spænding er kun en lille spænding, der overlejrer gate-sourceforspændingen.

Når generatoren nu afleverer en strøm af samme størrelse som I_D , fx 2 mA, og en spænding på ca. 200 mV, vil generatoren opfatte en lille modstand, som er Z_{in} . Ved hjælp af Ohms lov kan Z_{in} nu findes.

Eksempel

$u_{gen} = 200 \text{ mV}$ og $I_D = 2 \text{ mA}$

$$R_{in} = \frac{U_g}{I_D} = \frac{200 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

Da

$$\frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_D}$$

i virkeligheden beskriver hældningen på gate-sourcekarakteristikken, kan vi i stedet bruge g_m (ledningsevnen) til at finde R_{in} med, da denne også beskriver hældningen.

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \Rightarrow Z_{in} = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_D}$$

$$\text{Altså er } Z_{in} = \frac{1}{g_m}$$

Indgangskarakteristikken er som tidligere nævnt meget lineær og dermed er $1/g_m$ næsten konstant. I stedet for at finde ΔI og ΔU_{GS} kan man derfor anvende g_m , der er oplyst i databladet for FET'en.

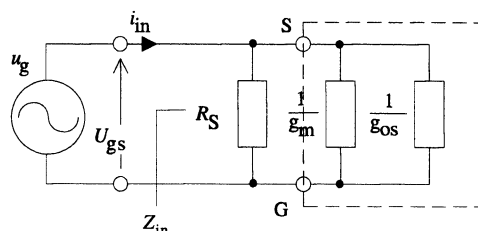
Eksempel (2N5457)

g_m oplyst til typ. 3 mS

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{3 \text{ mS}} \approx 333 \Omega$$

Parallelt med $\frac{1}{g_m}$ og generatoren ligger også

source modstanden R_S .



ek400-09.CDR

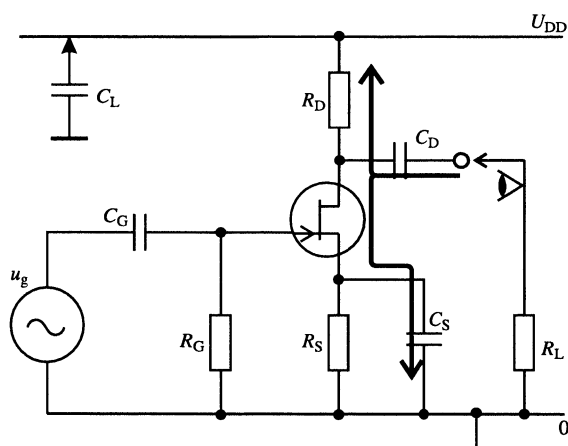
Z_{in} set fra generatoren til stel vil derfor blive:

$$Z_{in} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

Man kan af og til se R_S koblet på en anden måde, men det gælder, at man skal finde alle strømvejene fra generatoren mod stel og medtage alle de komponenter, man møder.

Udgangsimpedans

I et FET-trin er udgangsimpedansen bestemt af den modstand, som belastningen R_L ser ind i.



ek400-10.CDR

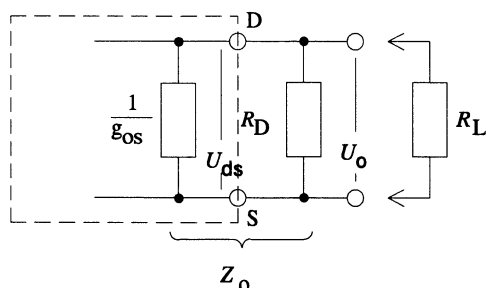
For at bestemme trinnets Z_{out} er det igen et spørgsmål om at finde vejene til AC-stel, men nu med udgangspunkt i udgangsterminalen.

Der er to AC-stelveje i denne kobling. Den ene går op gennem drainmodstanden R_D , og den anden går ned gennem FET'en og via sourceafkoblingen C_S til stel.

Modstanden ned gennem en FET kaldes her $\frac{1}{g_{os}}$.

Som tidligere nævnt, er g_{os} FET'ens ledningsevne og vendes her af praktiske årsager til en modstand.

Ækvivalentdiagrammet viser, hvorledes Z_{out} er en parallelforbindelse af drainmodstanden og FET'ens udgangsmodstand.



ek400-11.CDR

$$Z_o = R_D // \frac{1}{g_{os}}$$

Eksempel (2N5457)

Vælges $R_D = 3,5 \text{ k}\Omega$ i $g_{os} = 10 \text{ mS}$ (typ)

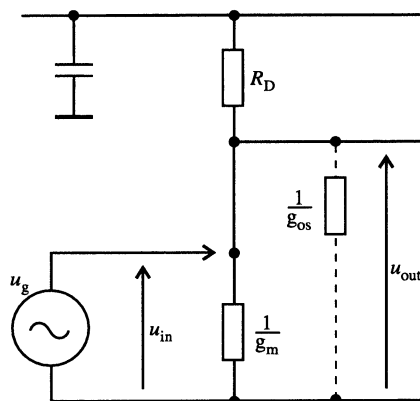
$$Z_o = 3,5 \text{ k} // \frac{1}{25 \mu} = 3,38 \text{ k}\Omega$$

Ved MOSFET får også udgangskapaciteten C_{ross} stor betydning, da denne kan antage værdier over 100 pF og må derfor medtages i parallellforbindelsen.

Forstærkning

A_u med afkoblet source

I et FET-trin bestemmes spændingsforstærkningen af forholdet mellem drainimpedansen og sourceimpedansen (spændingsforhold).



ek400-12.CDR

Da dette trin er afkoblet, består sourceimpedansen kun af

$$\frac{1}{g_m} \text{ som er den samme som } Z_{in}.$$

Drainimpedansen består af trinnets Z_o .

$$Z_o' = \left(R_D // \frac{1}{g_{os}} \right)$$

Da der ikke løber strøm i gaten, må den spænding, som

skal være over Z_{in} (som er lig med $\frac{1}{g_m}$) stamme fra i_D ,

der løber i FET'en. Spændingen vil antage samme værdi som u_g .

Spændingen over Z_o er også frembragt af i_D . Ifølge Ohms lov vil spændingen over modstandene have det samme forhold som modstandene i et serieled, hvor strømmen er ens.

Derfor kan vi ved beregning af forstærkningen i FET'en anvende forholdet mellem ind- og udgangsmodstandene (impedanserne).

Forstærkningen vil da være:

$$A_u = g_m \cdot R_D // \frac{1}{g_{os}} // R_L$$

Eksempel

g_m vælges til 3 mS, g_{os} til 10 μ S og R_o til 3,5 k Ω .

$$A_u = \frac{\left(3,5 \text{ k}\Omega // \frac{1}{10 \mu\text{S}} \right)}{\frac{1}{3 \text{ mS}}} = 10,14 \text{ gg}$$

A_u med uafkoblet sourcemodstand

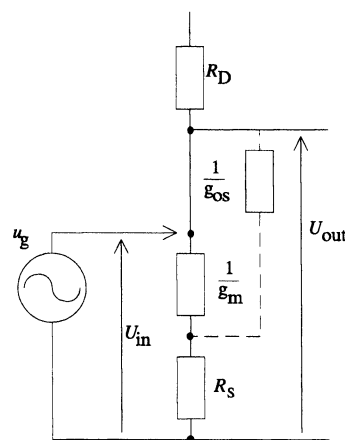
A_u er stadig forholdet mellem drain- og sourceimpedansen.

I dette trin er sourcemodstanden ikke afkoblet og skal

derfor lægges til $\frac{1}{g_m}$,

hvorefter sourceimpedansen nu udgør $\frac{1}{g_m} + R_S$.

Drainimpedansen har fået tilføjet R_S i serie med $\frac{1}{g_{os}}$.



ek400-13.CDR

$$A_u = \frac{R_D // \left(\frac{1}{g_{os}} + R_S \right)}{\left(\frac{1}{g_m} + R_S \right)}$$

Eksempel

$$A_u = \frac{3,5 \text{ k}\Omega // \left(\frac{1}{10 \mu\text{S}} + 510 \right)}{\left(\frac{1}{3 \text{ mS}} + 510 \right)} = 4,01 \text{ gg}$$

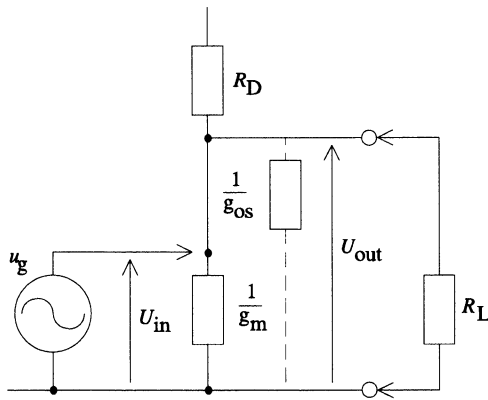
Det ses her, at jo større R_S bliver, jo mindre betydning vil

$\frac{1}{g_m}$ få.

A_u med belastning

Dette trin er belastet på udgangen med $5\text{ k}\Omega$, hvilket kunne være et efterfølgende bipolar transistortrin.

Drainimpedansen bliver derfor ændret ved, at R_L ligger parallelt over trinnets Z_{out} .



ek400-14.CDR

R_S er afkoblet, og sourceimpedansen består derfor kun af $\frac{1}{g_m}$.

$$A_u \equiv \frac{\left(R_D // \frac{1}{g_{os}} // R_L \right)}{\frac{1}{g_m}} = \frac{\left(3,5\text{ k} // \frac{1}{10\text{ }\mu\text{S}} // 5\text{ k} \right)}{\frac{1}{3\text{ mS}}} = 6,05\text{ gg}$$

Som det ses, ændres forstærkningen betydeligt ved belastning af trinnet, da samme trin uden R_L havde en $A_u \approx 10\text{ gg}$.

□

Modkobling

Definition

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

Egenskaber

Ved indførelse af modkobling opnås følgende fordele:

- Nedsat forvrængning (klir)
- Større frekvensområde (båndbredde)
- Ændret ind- og udgangsimpedans
- Stabil forstærkning

og det betales med:

- Nedsat forstærkning

Formål

Modkobling deles normalt op i to grupper:

- DC-modkobling
- AC-modkobling

DC-modkobling bruges til at stabilisere arbejds punktet for en transistor eller forstærker.

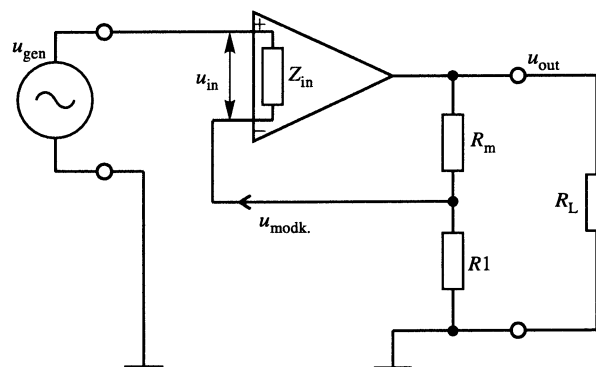
AC-modkobling laves for at bestemme forstærkningen, forbedre båndbredden og mindske forvrængningen.

Benævnelser

I forbindelse med modkobling anvendes følgende udtryk:

- A_o = Forstærkning uden modkobling
- A' (A-mærke) = Forstærkning med modkobling
- β (beta) = Modkoblingsfaktoren, den brøkdel af udgangsspændingen, der føres tilbage til indgangen
- $A_s = M$ = Sløjfeforstærkningen = Modkoblingsgraden fortæller, hvor mange gange mindre forstærkningen bliver med modkobling

Forstærkning og modkoblingsgrad/sløjfeforstærkning



ek517-05.CDR

u_{out} spændingsdeles af R_m og $R1$, u_{modk} fås over $R1$

$$\beta = \frac{R_m}{R_m + R1}$$

β : Modkoblingsfaktor

Definition af forstærkning $A' = \frac{u_{out}}{u_{gen}}$

$$a: u_{out} = u_{in} \cdot A_o$$

Udgangsspændingen = Spændingen mellem + og – = indgangen gange med i råforstærkningen.

$$b: u_{in} = u_{gen} - \beta \cdot u_{out}$$

Spændingen mellem + og – indgangen = Generator-spændingen minus spændingen over $R1$.

b indsat i a giver:

$$u_{out} = (u_{gen} - \beta \cdot u_{out}) A_o$$

Vi ganger ind i begge led med A_o :

$$u_{out} = u_{gen} \cdot A_o - \beta \cdot u_{out} \cdot A_o$$

Modkobling

Der flyttes over på den anden side af lighedstegn og ændres fortegn:

$$u_{\text{out}} + \beta \cdot u_{\text{out}} \cdot A_o = A_o \cdot u_{\text{gen}}$$

u_{out} sættes uden for en parentes:

$$u_{\text{out}}(1 + \beta \cdot A_o) = A_o \cdot u_{\text{gen}}$$

Der divideres på begge sider af lighedstegnet med $(1 + \beta \cdot A_o)$:

$$u_{\text{out}} = A_o \cdot \frac{u_{\text{gen}}}{1 + \beta \cdot A_o}$$

$$\frac{u_{\text{out}}}{u_{\text{gen}}} = \frac{A_o}{1 + \beta \cdot A_o}$$

Fra tidligere haves:

$$A' = \frac{u_{\text{out}}}{u_{\text{gen}}}$$

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

Formel til beregning af forstærkning med modkobling

Hvis vi siger, at $\beta \cdot A_o$ er meget større end 1, fx 100, kan ligningen omskrives til følgende simple udtryk uden, at beregningen bliver væsentlig forskellig fra den rigtige. Om vi skal dividere med 100 eller 101, giver ikke den store forskel.

Altså fremkommer den simple formel:

$$A' = \frac{A_o}{\beta \cdot A_o} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_m + R_1}{R_1}$$

Når A_o er meget stor (ca. 1.000 gange og derover), vil A' være uafhængig af A_o og kun bestemt af modstandenes (betas) størrelse.

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

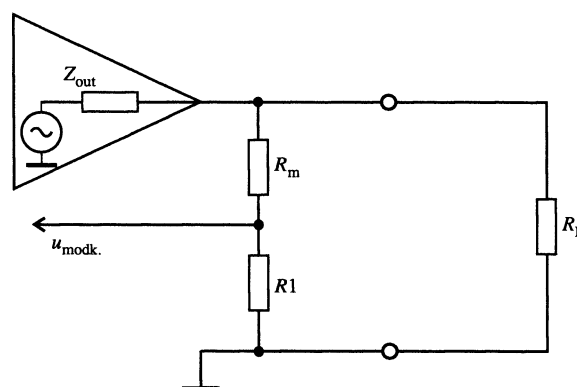
Modkoblingsgraden

Modkoblingsmetode

Der findes forskellige typer af modkobling.

Disse fremkommer ved at betragte måden, man udtager modkoblingssignalet (U_{modk}) på udgangen, samt hvordan det indføres på indgangssignalet.

Frembringelse af modkoblingssignal Spændingsmodkobling



ek517-01.CDR

Man tager en del af udgangsspændingen (u_{out}) ved hjælp af en spændingsdeler bestående af R_m og R_1 . Denne del føres tilbage til indgangen og skal trækkes fra.

Hvis man forestiller sig, at forstærkeren bliver belastet mere, ved at R_L mindskes, vil den modkoblings-spænding, som føres tilbage, også blive mindre.

Dette medfører, at u_{in} bliver større ($u_{\text{in}} = u_{\text{gen}} - u_{\text{modk}}$), hvorved u_{out} stiger. Denne stigning modvirker næsten det oprindelige frembragte fald.

En forstærker, som optræder med disse egenskaber, må virke som en konstantspændingsgenerator.

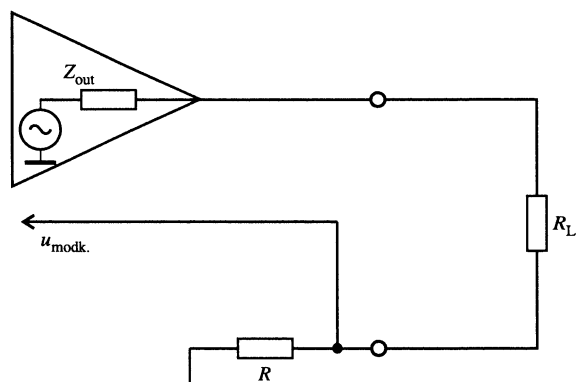
Det vil sige, at den oprindelige Z_{out} uden modkobling mindskes, således at:

$$Z'_{\text{out}} = \frac{Z_{\text{out}}}{M}$$

Udgangsimpedans ved spændingsmodkobling

Spændingstaget modkobling anvendes i udgangsforstærkere og power supplies med konstant udgangsspænding.

Strømmodkobling



ek517-02.CDR

Man indsætter en modstand i serie med belastningen (R_L). Over denne vil der fremkomme en spænding (u_{modk}), der er et udtryk for, hvor stor strøm der løber i belastningen.

Hvis man forestiller sig, at forstærkeren bliver belastet mere, ved at R_L mindskes, vil den modkoblings-spænding, som føres tilbage, blive større. Modstanden R virker som en strøm til spændingsomsætter.

Dette medfører, at u_{in} bliver mindre, ($u_{\text{in}} = u_{\text{gen}} - u_{\text{modk}}$), hvorved u_{out} falder. Forstærkeren optræder nu således, at jo mindre belastningsmodstand, der tilsluttes, desto mindre bliver spændingen over belastningsmodstanden.

Det betyder, at der ifølge Ohms lov må gå en næsten konstant strøm gennem modstanden. Forstærkeren optræder som en konstrømsgenerator.

Det vil sige, at den oprindelige Z_{out} uden modkobling er blevet forøget, således at:

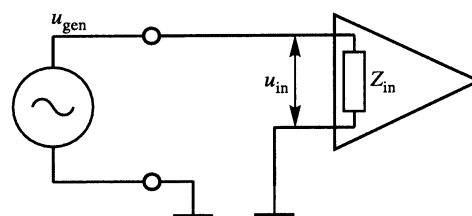
$$Z'_{\text{out}} = Z_{\text{out}} \cdot M$$

Udgangsimpedans ved strømmodkobling

Strømmodkobling anvendes fx i tv-modtageren, hvor problemet er, at afbøjningsspolerne, der er lavet af kobber, som har positive modstandstemperaturkoefficient under opvarmning af den store afbøjningsstrøm, får stigende modstand. Dette medfører faldende billedhøjde under opvarmning af modtageren, hvis der ikke var indført strømmodkobling.

Indføring af modkoblingssignal

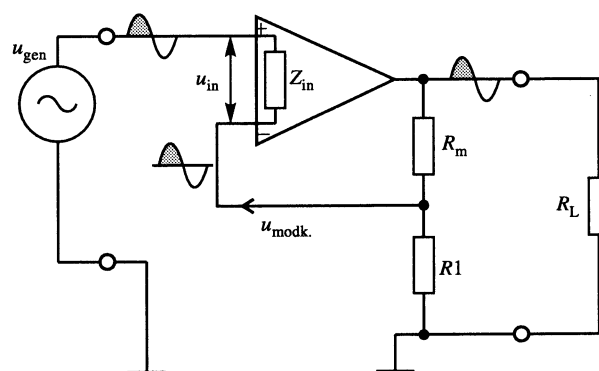
På indgangssiden kan modkoblingssignalet (u_{modk}) indføres enten i serie eller parallelt med indgangssignalet.



ek517-03.CDR

Indgang af forstærker uden modkobling

Seriemodkobling



ek517-04.CDR

Modkoblingssignalet (u_{modk}) skal indføres i serie med u_{gen} , således at $u_{\text{in}} = u_{\text{gen}} - u_{\text{modk}}$

Ved at betragte Z_{in} kan indses, at hvis u_{gen} og u_{modk} er lige store og i medfase, vil det medføre, at Z_{in} vil blive strømløs og derfor optræde som en uendelig stor impedans. I det tilfælde vil u_{in} være lig 0 volt, og forstærkeren vil ikke have noget differentielt indgangssignal at arbejde med.

Hvis u_{modk} bare er lidt mindre end u_{gen} , vil der være tilstrækkeligt indgangssignal, takket være den store råforstærkning, til at systemet kan virke.

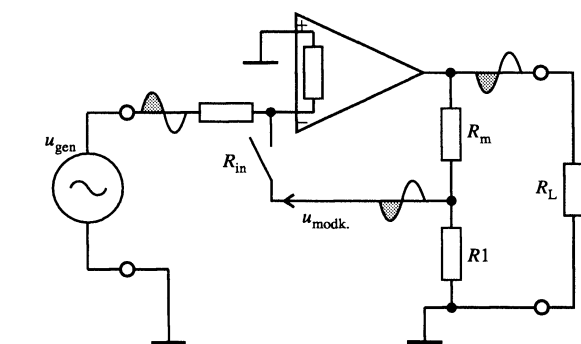
Det vil sige, at den oprindelige Z_{in} er blevet forøget, således at:

$$Z'_{in} = Z_{in} \cdot M$$

Indgangsimpedans ved seriemodkobling

Seriemodkobling anvendes alle steder, hvor man har brug for høj indgangsimpedans for ikke at belaste et målobjekt, fx elektromedicinske elektroder.

Parallelmodykobling



ek517-17.CDR

Modkoblingssignalet (u_{modk}) skal indføres parallelt med u_{gen} .

Ved at betragte spændingsfaldet over R_{in} kan indsæses, at dette må være større med modkoblingen tilsluttet, end hvis modkoblingsspændingen er fjernet. Årsagen er, at man ved parallelmodykobling altid fører modkoblingsspændingen tilbage i modfase med generatorspændingen. Det større spændingsfald over R_{in} giver større strøm gennem modstanden.

Det vil sige, at generatoren bliver belastet af en impedans, som er blevet mindre. Den nye impedans er:

$$Z'_{in} = \frac{Z_{in}}{M}$$

Indgangsimpedans ved parallelmodykobling

Parallelmodykobling anvendes, hvor man ønsker en lav indgangsimpedans på forstærkeren på fx 75, 300 eller 600 Ω , ofte for at opnå impedanstilpasning til en transmissionslinje.

Betragtninger

Hvis det signal, vi fører tilbage til indgangen, er i fase med indgangssignalet (u_{modk} er i fase med u_{gen}), er det seriemodykobling. Hvis det er i modfase (u_{modk} er i modfase med u_{gen}), er det parallelmodykobling.

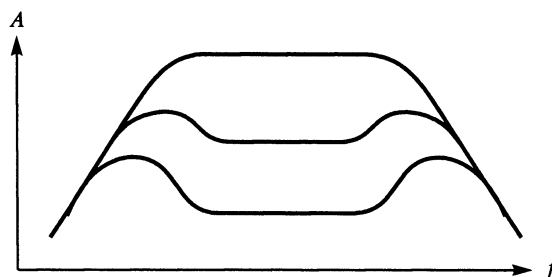
Ustabilitet

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 modykobling.

Er det modykoblede signal tilstrækkeligt stort, vil forstærkeren gå i sving.



ek427-12.CDR

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

Kombination af modkobling

Frembringelse af modkoblingssignalet og indføring af modkoblingssignalet giver fire kombinationsmuligheder:

- Spændingsseriemodkobling
- Strømseriemodkobling
- Spændingsparallelmodkobling
- Strømparallelmodkobling

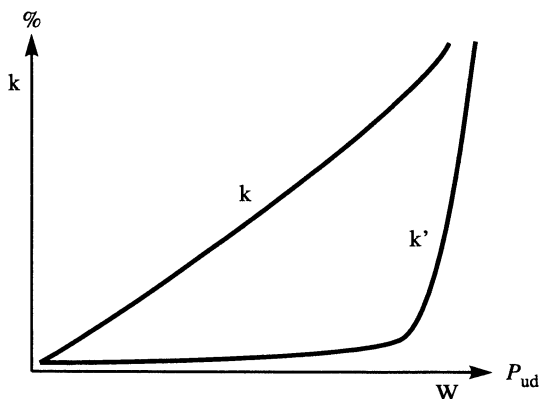
Ved at vælge en af de fire kan vi bestemme, hvordan vi vil påvirke vore ind- og udgangsimpedanser.

Strømmodkobling bruges normalt, hvor vi vil styre strømmen i fx en spole.

Forvrængning ved modkobling

Når der modkobles, nedsættes forstærkerens forvrængning med en faktor M.

Dette gælder, så længe forstærkeren ikke er overstyret, se tegningen.



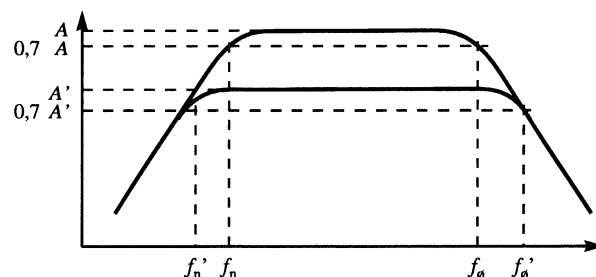
ek427-10.CDR

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

k er forstærkerens forvrængning uden modkobling.

Grænsefrekvenser

Hvis vi betragter en ikke modkoblet forstærkers frekvenskarakteristik, kan den have følgende udseende:



ek427-11.CDR

Forstærkeren har forstærkningen A, og grænsefrekvenserne f_n og $f_ø$, og båndbredden vil være $f_ø - f_n$.

Hvis forstærkeren modkobles M gange, falder A til

$$A' = \frac{A_0}{M}$$

Samtidig rykker f_n og $f_ø$ ned, henholdsvis op til f_n' og $f_ø'$. Disse frekvenser kan findes ved:

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

$$f_ø' = f_ø \cdot M$$

Forstærkning gange båndbredde

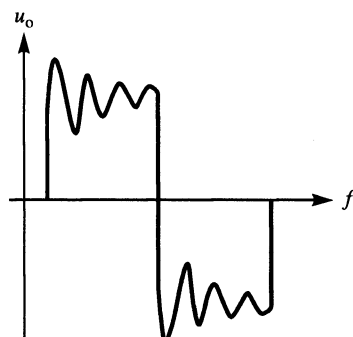
Det kan vises, at forstærkningen gange båndbredden er et konstant tal for en given forstærker.

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

$$A_0 (f_ø - f_n) = A' (f_ø' - f_n')$$

Modkobling

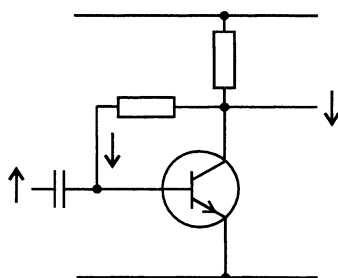
Påtrykkes en firkantspænding til en forstærker med en begyndende ustabilitet, vil udgangsspændingen have ringninger i toppen.



ek427-13.CDR

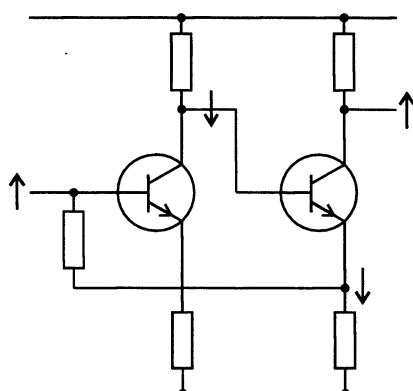
Eksempler på modkoblede trin

Her ses eksempler på modkoblede forstærkertrin.



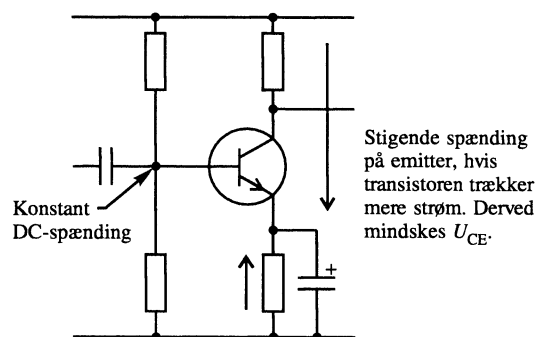
ek427-18.CDR

AC- og DC-modkobling
Spændings-parallelmodykobling



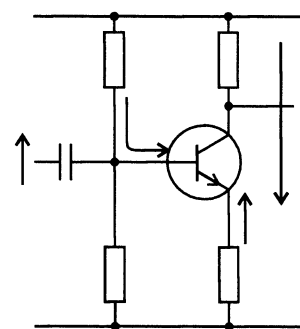
ek427-19.CDR

AC- og DC-modkobling
Strøm-parallelmodykobling



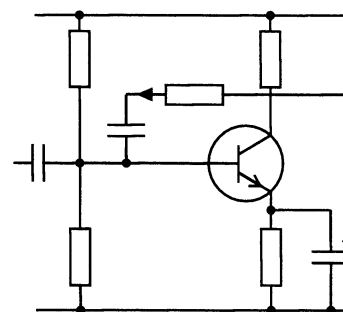
ek427-20.CDR

Kun DC-modkobling
Strøm-seriemodykobling



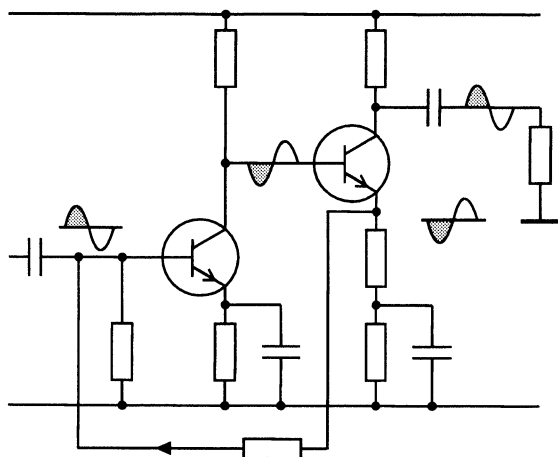
ek427-21.CDR

AC- og DC-modkobling
Strøm-seriemodykobling



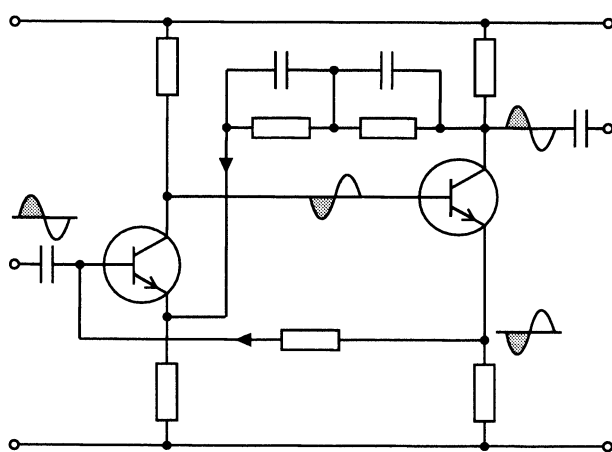
ek427-15.CDR

AC-modkobling
Spændings-parallelmodykobling



ek427-16.CDR

AC- og DC-modkobling Strøm-parallelmodkobling

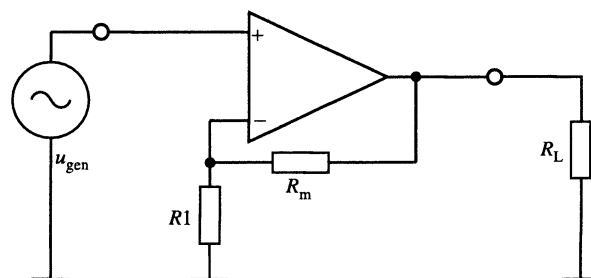


ek427-17.CDR

AC- og DC-modkobling Spændings-serie- og strøm-parallelmodkobling

Frekvensafhængig modkobling

Ved indførsel af modkobling er det modstandene, der som hovedregel bestemmer forstærkningen.



ek517-06.CDR

$$A' = \frac{R_m + R1}{R1}$$

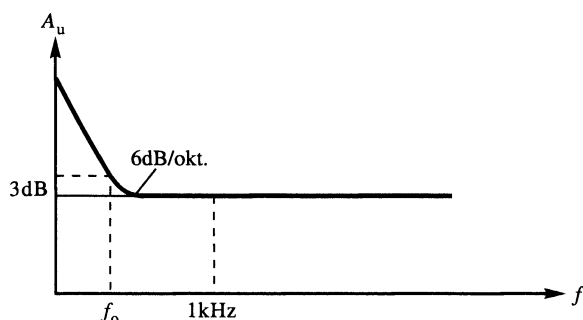
Den spændingsdeler, der neddelser udgangsspændingen (u_{out}), består af en topmodstand (R_m) og en bundmodstand ($R1$). Ifølge forstærkningsformlen vil forstærkningen stige, hvis R_m gøres større, og forstærkningen vil falde, hvis $R1$ gøres større.

Hvis der indsættes en frekvensafhængig komponent i modkoblingsvejen fx en kondensator, vil forstærkningen ændre sig ved forskellige frekvenser. I det efterfølgende vises de grundprincipper, der anvendes ved frekvensafhængig modkobling.

Bemærk: Når der i det efterfølgende snakkes om bas og diskant, henholdsvis hæv og sænk, gås der ud fra, at situationen betragtes få følgende måde:

- På frekvensaksen er udgangspunktet 1 kHz, og bevæger man sig mod 0 Hz og oplever, at signalamplituden falder eller stiger, betegnes det som henholdsvis bassænk eller bashæv
- Hvis man fra 1 kHz går mod 20 kHz, og signalamplituden stiger eller falder, betegnes det som diskanthæv eller diskantsænk.

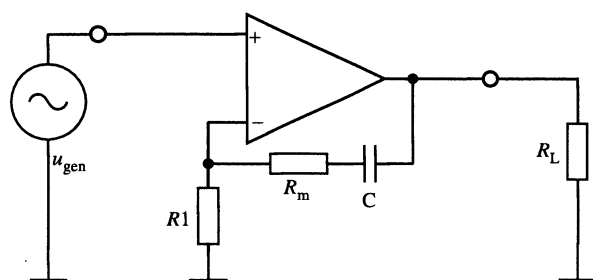
Bashæv



ek517-07.CDR

Som tegningen viser, skal forstærkningen stige ved de lave frekvenser, eller modkoblingen falder, og der skal føres mindre tilbage til indgangen.

Dette gøres ved at øge topmodstanden ($R_m + X_C$) ved lave frekvenser.



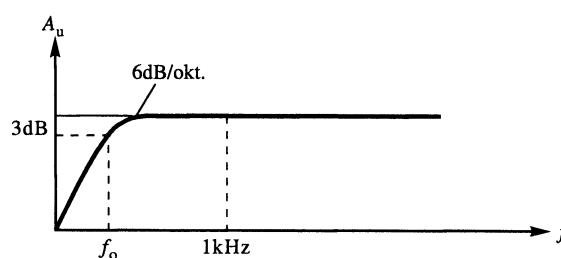
ek517-08.CDR

Ved 0 Hz er X_C stor, og derfor er forstærkningen også stor. Efterhånden, som vi går op i frekvens, vil X_C falde og forstærkningen flader (med 6 dB pr. oktav). Ved overgangsfrekvensen (hvor $X_C = R_m$) vil forstærkningen

være 3 dB større end $A' = \frac{R_m}{R1} + 1$. Derefter vil X_C blive

endnu mindre i forhold til R_m og den mister sin betydning, og kurven bliver vandret.

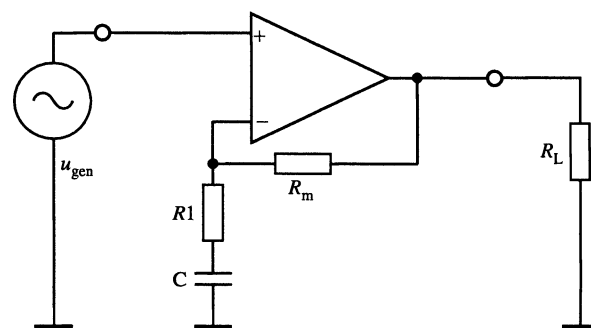
Bassæk



ek517-09.CDR

Her skal forstærkningen falde ved de lave frekvenser, dvs. modkoblingen skal stige. Dette gøres ved at føre mere tilbage til indgangen.

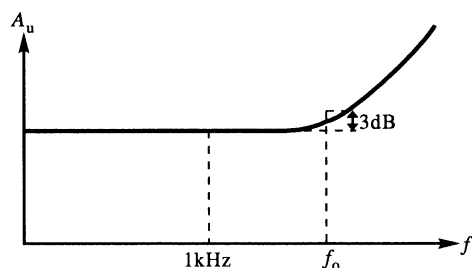
Her skal bundmodstanden ($R1 + X_C$) gøres større ved lave frekvenser



ek517-10.CDR

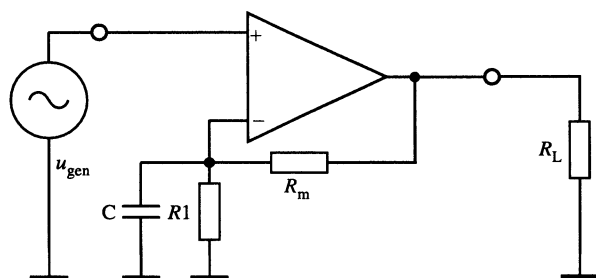
Ved 0 Hz er X_C afbrudt. Derfor er bundmodstanden $R1 + X_C$ meget stor, og forstærkningen er 1 gang. Efterhånden, som vi går op i frekvens, vil X_C blive mindre, og forstærkningen stiger. Ved overgangsfrekvensen (der hvor $X_C = R1$) er forstærkningen 3 dB lavere end forstærkningen uden kondensator. Ved højere frekvenser vil kondensatoren blive betragtet som en kortslutning i forhold til $R1$, og kurven for forstærkning bliver vandret.

Diskanthæv



ek517-11.CDR

Her skal forstærkningen stige ved de høje frekvenser, dvs. der skal ikke modkobles så meget, dette gøres ved R_1 gøres mindre ved de ønskede frekvenser ved at parallelforbinde en kondensator med R_1 .

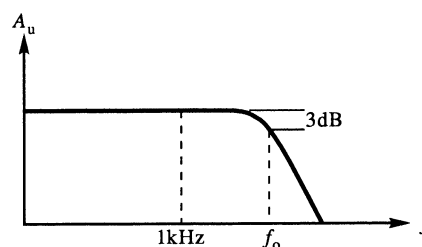


ek517-12.CDR

Ved 0 Hz er X_C afbrudt. Derfor er forstærkningen udelukkende bestemt af R_m og R_1 , når X_C begynder at nærme sig R_1 's værdi, vil forstærkningen stige.

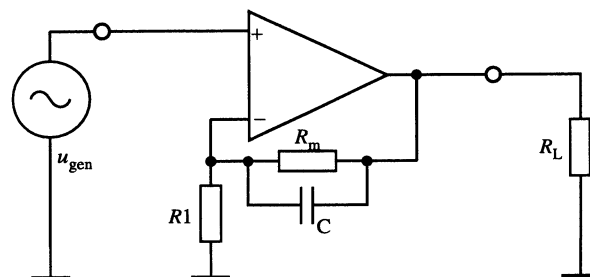
Ved overgangsfrekvensen ($R_1 = X_C$) er A_u steget 3 dB, og derefter vil A_u stige med 6 dB pr. oktav, fordi bundmodstanden ($X_C // R_1$) bliver mindre og ligger mere og mere signal til stel i modkoblingsvejen.

Diskantsænk



517-13.CDR

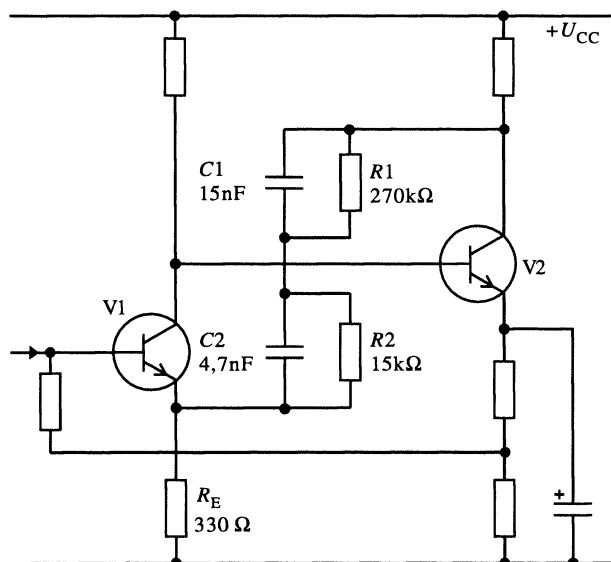
Her skal forstærkningen falde ved de høje frekvenser, dvs. vi skal øge modkoblingen. Dette gøres ved at formindske R_m ved de høje frekvenser altså parallelforbinde en kondensator med R_m .



ek517-14.CDR

Ved 0 Hz er X_C afbrudt. Derfor er forstærkningen bestemt af R_m og R_1 , og kurven er vandret. Når X_C nærmer sig R_m 's værdi, vil topmodstanden ($R_m // X_C$) blive mindre, og når $X_C = R_m$ er forstærkningen faldet 3 dB, og derefter falder den 6 dB pr. oktav.

Eksempel på RIAA-forstærker



el211-04.CDR

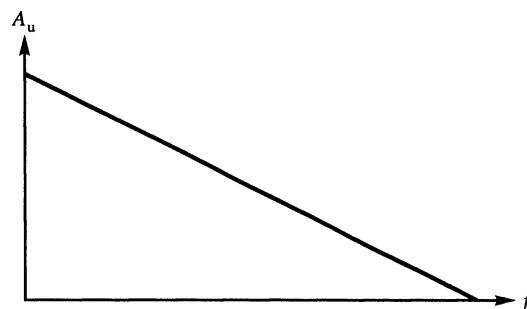
I denne forstærker er der AC-modkobling fra V2's kollektor tilbage til V1's emitter, og DC-modkobling (arbejds punktstabilisering) fra V2's emitter tilbage til V1's basis.

AC-modkobling

Topmodstanden består af $R1 \parallel C1 + R2 \parallel C2$ og bundmodstanden af R_E . Det er en kombination af bashæv (en kondensator i serie med topmodstanden $C1 + R2$) og diskantsæk (en kondensator i parallel med topmodstanden $C2 \parallel R2$).

Når man skal se på frekvensgangen i en modkoblet forstærker, er det et godt udgangspunkt at se på de to ydersituationer, nemlig der hvor kondensatorerne kan betragtes som en afbrydelse 0 Hz, og der hvor de kan betragtes som kortsluttet, en meget høj frekvens.

Sættes de to prikker i et koordinatsystem og forbindes de med en linie, kan vi se tendensen for forstærkerens frekvensgang.



517-15.CDR

Her ser vi, at frekvensen aftager ved stigende frekvens.

Lad os prøve at se på forstærkningen ved 0 Hz (DC) og derefter bevæge os op ad mod højere frekvenser og se, hvad der sker.

Ved DC er kondensatorerne afbrudt, og topmodstanden består derfor af $R1 + R2$.

A' bliver derfor:

$$A' \text{ ved } 0 \text{ Hz} = \frac{270 \text{ k}\Omega + 15 \text{ k}\Omega}{330} = 864 \text{ gange} = 59 \text{ dB}$$

A' vil være vandret, indtil X_{C1} nærmer sig $R1$, og så begynder den at falde, fordi modkoblingen øges.

Ved den frekvens, hvor $X_{C1} = R1$ er A' faldet 3 dB:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \text{ k}\Omega \cdot 15 \text{ nF}} = 39 \text{ Hz}$$

A' vil herefter falde med 6 dB pr. oktav, indtil X_{C1} nærmer sig $R2$. Den vil herefter igen blive vandret, når $R2$ bliver meget større end X_{C1} . Her er $R2$ og R_E der bestemmer forstærkningen.

$$A' = \frac{15 \text{ k}\Omega}{330} = 45 \text{ gange} = 33 \text{ dB}$$

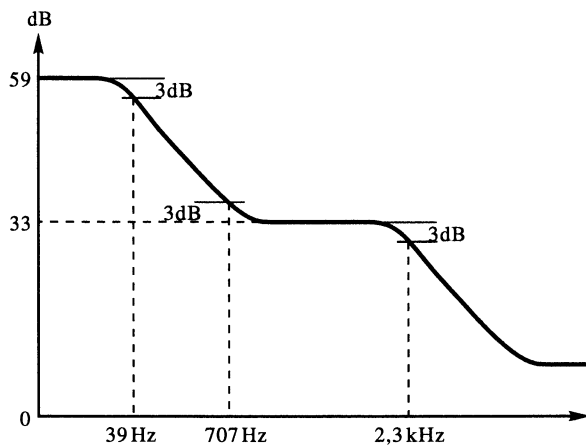
Ved den frekvens, hvor $X_{C1} = R2$ er A' 3 dB større end ovenstående.

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \text{ k}\Omega \cdot 15 \text{ nF}} = 707 \text{ Hz}$$

Når X_{C2} nærmer sig $R2$, vil A' igen begynde at falde, og ved den frekvens, hvor $X_{C2} = R2$ er A' faldet 3 dB .

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \cdot 15 \text{ k}\Omega \cdot 4,7 \text{ nF}} = 2,3 \text{ kHz}$$

A' vil herefter falde med 6 dB pr. oktav, indtil modkoblingen bliver total, og A' flader ud ved 1 gangs forstærkning.



ek517-16.CDR



Differentialforstærker

Egenskaber og anvendelse

En af de vigtigste forstærkerkoblinger er differentialforstærkeren.

Denne har en mængde egenskaber, der gør den meget egnet som indgangstrin i forstærkere. Koblingen er fx altid anvendt i operationsforstærkere.

Differentialforstærkeren har den egenskab, at den samtidig kan forstærke meget svage, støjfyldte signaler og undertrykke støjen, selv om denne er stor.

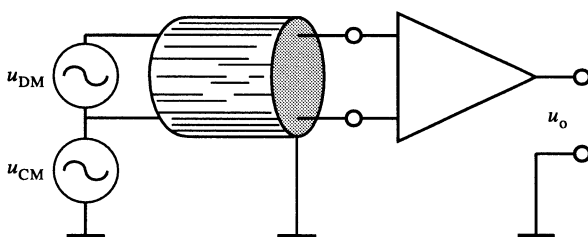
DC-driften er også meget lille, hvorved forstærkeren er god som DC-forstærker.

Når koblingen kan anvendes som balanceret blander, modulator, multiplikator osv., er der her tale om en meget bredt anvendelig kobling.

Generelt

Differentialforstærkerens funktion er at forstærke differencen mellem to signaler.

Herunder vises et principdiagram.



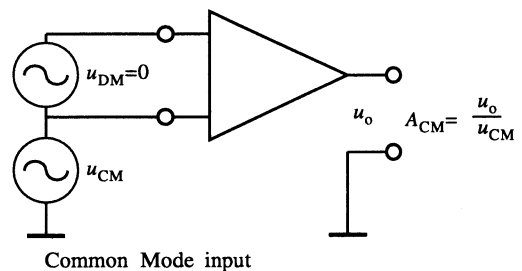
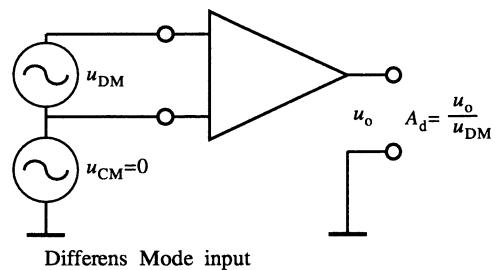
ek418-01.CDR

Signalspændingen u_{DM} er AC-signalet, der ønskes forstærket.

Et signal som dette, der ikke har nogen direkte forbindelse til stel, kaldes en differentiell eller balanceret indgangsspænding.

Ofte kan u_{DM} være overlejret med en uønsket støj-spænding, kaldet u_{CM} (CM = Common Mode = fælles tilstand), som er ubalanceret. Støjspændingen er ofte udstråling fra lysnettet (50 Hz).

Den ideelle differentialforstærker har en stor spændingsforstærkning over for u_{DM} (ideelt gående mod uendeligt), mens spændingsforstærkningen for Common Mode u_{CM} går mod 0.



ek418-02.CDR

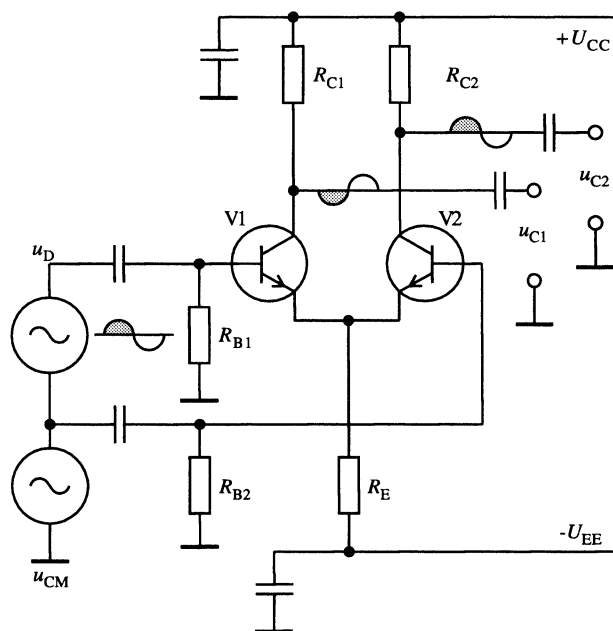
En praktisk differentialforstærker kan ikke opfylde ovenstående krav, idet A_{DM} altid har en endelig værdi, og A_{CM} altid er forskellig fra 0.

Der er derfor defineret en størrelse, som kaldes CMRR (Common Mode Rejection Ratio), der angiver forskellen mellem A_{DM} og A_{CM} og dermed kvaliteten af differentialforstærkeren.

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}} [gg]$$

Eksempel på differentialforstærker

Herunder et typisk eksempel på en differentialforstærker med transistorer, der som her kan være almindelige bipolare, men i dag ofte er FET for at kunne opnå en høj indgangsimpedans.



ek408-09.CDR

Der er anvendt dobbelt forsyningsspænding for at kunne få en stor emittermodstand og dermed et bedre CMRR-forhold.

Den negative forsyning medvirker også til, at der er $-0,6\text{ V}$ på emitterne, således at baserne kan ligge på 0 V = "stel".

Basismodstandene er kun med til at fastholde baserne til stel og vil ofte kunne udelades, hvis forbindelsen kan skabes gennem generatoren.

Som før omtalt, kan indgangssignalet indføres balanceret (ønsket) og ubalanceret (uønsket). Udgangssignalet kan i lighed hermed udtages balanceret mellem de to kollektorer eller ubalanceret mellem den ene kollektor og stel.

For at komme så tæt på den ideelle forstærker som muligt er det nødvendigt, at transistorerne er helt ens (parrede), hvorfor disse ofte er at finde som dobbelt-transistorer (to i samme hus).

Virkemåde

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

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

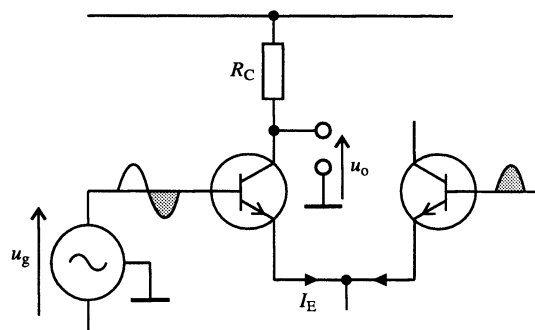
Tilsluttes et DM-signal til indgangen, vil V1 trække større strøm, mens V2 trækker mindre strøm og omvendt.

Signalet på kollektoren af V1 er i modfase med signalet på kollektoren af V2.

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

Forstærkning ADM

Differensforstærkningen med en enkelt eller balanceret udgang kan beregnes således:



ek418-04.CDR

Enkelt udgang (u_o single)

Da emitterspændingen ikke ændrer sig, kan forstærkningen beregnes ved kun at se på den ene transistor, der så styres med $\frac{1}{2} \cdot u_g$, hvilket medfører at også I_C halveres.

Da en differentialforstærker er symmetrisk, vil den negative halvperiode være positiv på den anden transistor. De to transistorer arbejder altså modsat, men med "stel" som reference, da basis ligger på 0 V = "stel".

Ud fra disse kriterier kan nedenstående formel da opbygges.

$$A_{DMs} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{\left(1 \cdot i_c \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}\right)}{2 \cdot i_g \cdot h_{ie}} =$$

$$\frac{\left(i_g \cdot h_{fe}\right) \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2 \cdot i_g \cdot h_{ie}} = \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2 \cdot r_e}$$

$$\text{da: } \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{1}{r_e} \text{ og } \frac{h_{fe}}{2h_{ie}} = \frac{1}{2r_e}$$

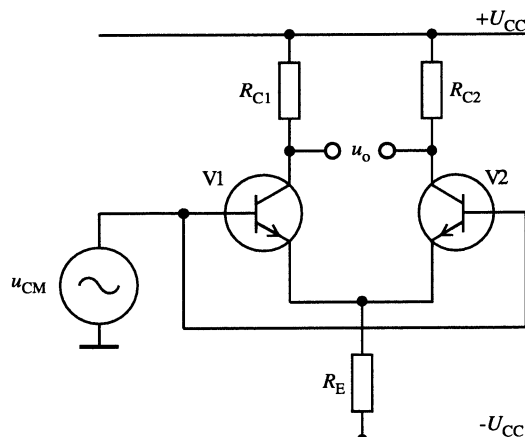
Balanceret udgang (u_o bal.)

Differensforstærkningen med balanceret udgang er den dobbelte af en enkelt udgang.

$$A_{DM} = \frac{2 \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2 \cdot r_e} = \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{r_e}$$

Forstærkningen i en differentialforstærker med balanceret udgang er den samme som et enkelt emitter-jordet trin.

Forstærkning ACM



ek418-05.CDR

Tilføres der til baserne af V1 og V2 et signal af samme amplitude og fase, er der tale om et common mode signal.

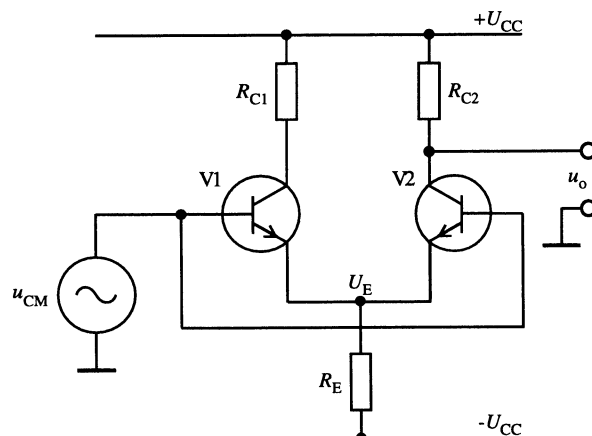
Hvis de to transistorer og de to kollektormodstande er nøjagtig ens, bliver forstærkningen af et common mode signal, der udtages mellem kollektorerne, lig med 0.

Tilføres samme signal til baserne, vil de to kollektor-spændinger ændres lige meget og i samme retning, Spændingsforskellen mellem kollektorerne er derfor 0.

$$A_{CM} = \frac{u_o}{u_{CM}} = \frac{0}{u_{CM}} = 0$$

Dette vil, som før nævnt, aldrig kunne opnås i praksis, idet der altid vil være en lille forskel på komponenterne.

Hvis signalet udtages mellem en kollektor og stel, bliver common mode forstærkningen:



ek418-06.CDR

$$A_{CMs} = \frac{u_o}{u_{CM}}$$

$$u_{CMs} = (i_g \cdot h_{ie} // h_{ie}) + (2 \cdot i_g \cdot h_{fe} \cdot R_E) =$$

$$(i_g \cdot \frac{1}{2} h_{ie}) + (2 \cdot i_g \cdot h_{fe} \cdot R_E)$$

$$i_g \cdot \frac{1}{2} h_{ie} \approx i_C \cdot \frac{1}{2} r_e \text{ og } i_g \cdot h_{fe} = i_C \Rightarrow$$

$$U_{CMs} = (i_C \cdot \frac{1}{2} \cdot r_e) + (2 \cdot i_C \cdot R_E)$$

$$u_o = i_C \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}$$

$$A_{CMs} = \frac{i_C \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{(2i_C \cdot R_E) + (i_C \cdot \frac{1}{2} \cdot r_e)} \approx$$

$$\frac{i_C \cdot R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{i_C ((2 \cdot R_E) + (\frac{1}{2} \cdot r_e))}$$

$$A_{CMs} = \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2R_E + \frac{1}{2} r_e} \approx \frac{R_C // R_L}{2R_E}$$

Der kan ses bort fra r_e , da den er meget mindre end R_E .

CMRR

Common Mode Rejection Ratio betegner forholdet mellem forstærkningen af et difference mode signal og et common mode signal.

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

$$\begin{aligned} CMRR_s &= \frac{A_{DMs}}{A_{CMs}} \\ &= \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2r_e} : \frac{R_C // R_L // \frac{1}{h_{oe}}}{2R_E + \frac{1}{2} r_e} \\ &= \frac{2R_E + \frac{1}{2} r_e}{2r_e} \\ &= \frac{R_E + \frac{1}{4} r_e}{r_e} \approx \frac{R_E}{r_e} \end{aligned}$$

CMRR kan også udtrykkes i decibel, hvilket er mest almindeligt.

$$CMRR = 20 \log \frac{A_{DM}}{A_{CM}}$$

$$CMRR [dB] = A_{DM} [dB] - A_{CM} [dB]$$

Med balanceret udgang vil CMRR være bestemt af produktionsspredningen på komponenterne.

Ved enkelt udgang kan CMRR også findes som:

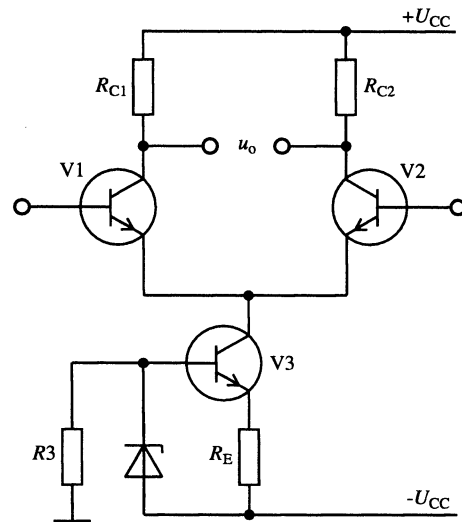
$$CMRR_s = \frac{A_{DMs}}{A_{CMs}} = \frac{20 \cdot I_E \cdot R_C}{\frac{R_C}{2R_E}}$$

$$CMRR_s = 40 \cdot I_E \cdot R_E$$

Bemærk, at I_E er strømmen i én transistor.

For at forbedre CMRR kan der indsættes en større R_E , I_E skal dog bibeholdes på samme værdi. Dette medfører, at $-U_{CC}$ skal gøres større.

En bedre løsning er at erstatte R_E med en strøm-generator.



ek418-07.CDR

V3 er strømmodkoblet med R_E og har derved en meget stor udgangsimpedans.

Strømmen i V3 bestemmes af spændingsfaldet over zenerdioden og R_E .

Indgangsimpedans

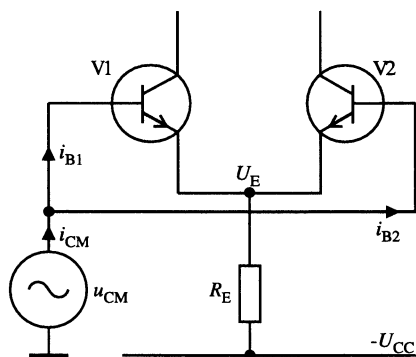
Hvis der tilføres et difference mode signal, balanceret eller ubalanceret, til en differentialforstærker, er generatoren indkoblet mellem de to baser på transistorerne.

Strømmen fra generatoren passerer to basis-emitter-strækninger. Det vil sige, at den modstand, der belaster generatoren, er h_{ie} i den ene transistor plus h_{ie} i den anden transistor.

Indgangsimpedansen fra et DM-signal bliver:

$$Z_{iDM} = 2 \cdot h_{ie}$$

Tilføres et common mode signal til en differentialforstærker, er generatoren indkoblet mellem stel og baserne.



ek418-08.CDR

De to baser modtager et signal med samme amplitude og fase, og basisstrømmen i de to transistorer bliver derfor ens.

Den impedans, der belaster generatoren, kan findes som:

$$Z_i = \frac{u_{CM}}{i_{CM}} = \frac{u_{CM}}{i_{B1} + i_{B2}} = \frac{u_{CM}}{2i_B}$$

Basisstrømmen til en transistor er:

$$i_B = \frac{u_{CM}}{h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}$$

Generatorstrømmen bliver:

$$i_{CM} = 2i_B = \frac{2u_{CM}}{h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}$$

Indgangsimpedansen bliver:

$$Z_{iCM} = \frac{u_{CM}}{i_{CM}}$$

$$Z_{iCM} = \frac{u_{CM}}{\frac{2u_{CM}}{h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}}$$

$$Z_{iCM} = \frac{h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}{2} = \frac{1}{2}h_{ie} + R_E(h_{fe} + 1)$$

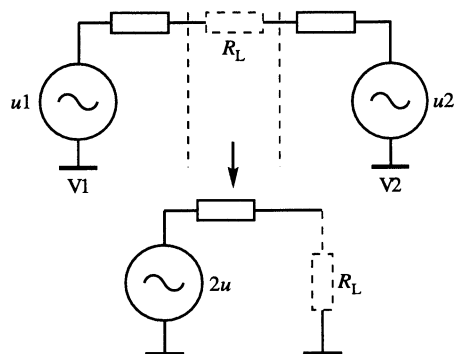
$$Z_{iCM} \approx R_E \cdot h_{fe}$$

Udgangsimpedans

Ved enkelt udgang har Z_o samme værdi som ved en emitterjordet kobling:

$$Z_{os} = R_C // \frac{1}{h_{oe}} \approx R_C$$

Ved dobbelt udgang er forholdene som vist.



ek418-09.CDR

$$Z_o = 2 \left(R_C // \frac{1}{h_{oe}} \right) \approx 2R_C$$

□

Operationsforstærker (Op-amp)

Introduktion

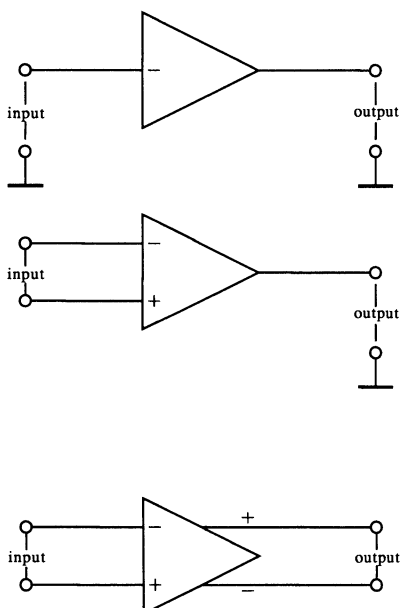
Ordet operationsforstærker (Op-amp) kommer oprindeligt fra analogcomputerteknikken, hvor det betegner et forstærkerkredsløb, der kunne udføre forskellige matematiske operationer som fx:

- Integration
- Differentiation
- Addition
- Subtraktion

Operationsforstærkere er normalt fremstillet som integrerede kredsløb, der i forbindelse med få ydre komponenter er i stand til at udføre en komplet kredsløbsfunktion. Disse ydre komponenter skaber en modkoblingsvej, som giver kredsløbet den rette funktion. Anvendelsesområdet for operationsforstærkeren er enormt og er i realiteten kun begrænset af brugerens fantasi.

Den ideelle Op-amp

Operationsforstærkeren findes med tre kombinationer af enkelt og differentielle ind- og udgange. En forstærker siges at have enkelt indgang, hvis en af indgangsterminalerne er ført til stel. Indgangen er differentiel eller balanceret, hvis ingen af terminalerne er forbundet til stel.



ek421-01.CDR

Udgangen er differentiel eller balanceret, når udgangsterminalerne ikke er forbundet til stel og fører signaler af modsat fase med samme amplitude.

Operationsforstærkeren med differentiel indgang og enkelt udgang er den mest anvendte og vil i særlig grad blive behandlet her. Differentiel indgang giver flere muligheder med hensyn til valg af modkoblingens art end en forstærker med enkelt indgang.

Udgangssignalet fra den ideelle forstærker afhænger alene af spændingsforskellen mellem de to indgangsterminaler, difference mode spændinger. Enhver spænding, de to terminaler har til fælles i forhold til stel, kaldes common mode spænding.

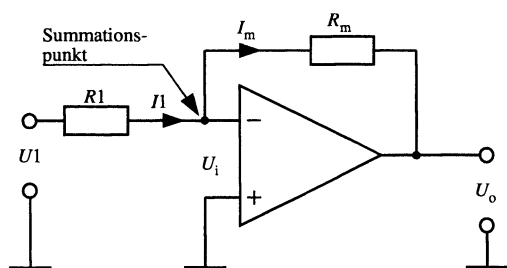
Udgangssignalet fra den ideelle forstærker påvirkes ikke af common mode spændinger. Den ideelle forstærker antages at have følgende data:

- Uendelig stor forstærkning. Forstærkerens egenskaber bestemmes derfor af den negative tilbagelkobling
- Uendelig stor indgangsimpedans. Der løber derfor ikke nogen strøm i de to indgangsterminaler
- Uendelig stor båndbredde. En båndbredde fra DC til en uendelig høj frekvens giver mulighed for forstærkning af DC-spændinger og forstærkning af AC-spændinger uden stigtid og ingen ændring af fasen med frekvensen
- En udgangsimpedans på 0Ω . Forstærkeren påvirkes da ikke af belastningens størrelse
- Ingen spændings- eller strømoffset. Dette sikrer, at udgangsspændingen er nul, uanset størrelsen af den modstand, som tilsluttes indgangen

Operationsforstærker (Op-amp)

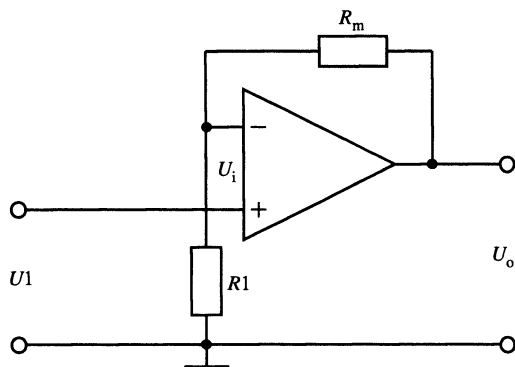
Der er to grundlæggende metoder til at etablere tilbagekobling i et forstærkerkredsløb med differentiell indgang. Herunder vises en inverterende kobling og en non-inverterende kobling.

I begge kredsløb er tilbagekoblingen ført fra udgangen til den inverterende indgang. Inverteringen fra indgangen til udgangen gør, at det tilbagekoblede signal er i modfase med det tilførte signal, og tilbagekoblingen bliver til en modkobling.



ek421-02.CDR

I den inverterende kobling føres det tilbagekoblede signal ind i parallel med det signal, der kommer fra en generator.



ek421-03.CDR

I den non-inverterende kobling føres det tilbagekoblede signal ind i serie med det signal, der kommer fra en generator.

Begge kredsløbs virkemåde kan forklares ved, at man antager, der eksisterer en lille spænding u_i mellem de differentielle indgange på forstærkeren.

Det tilbagekoblede signal vil være i modfase med u_i (indgangssignalet). Forstærkningen af signalet mellem de to indgange går mod uendeligt pga. operationsforstærkerens meget store råforstærkning. Dette fører til, at udgangsspændingen også vil forsøge at gå mod uendeligt.

I den ideelle operationsforstærker er indgangsimpedansen uendelig stor. Derfor flyder der ikke nogen strøm i indgangene, når et signal tilsluttes. Strømmen i R_1 og R_m vil da være lige store.

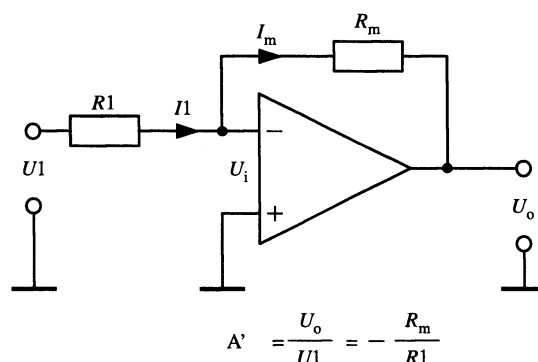
Hvis der er forbundet flere modstande til den inverterende indgang i stedet for R_1 , vil summen af strømmene i disse modstande løbe gennem tilbagekoblingsmodstanden R_m . Minusterminalen på en inverterende forstærker kaldes da også summeringspunktet, fordi strømmene fra flere indgangsmodstande vil summeres i dette punkt.

De to grundlæggende egenskaber ved den ideelle forstærker med tilbagekobling er altså:

- Når en ideel forstærker forsynes med negativ tilbagekobling, går den differentielle inputspænding mod nul
- Der løber ingen strøm ind i nogen af inputterminalerne på en ideel forstærker

Inverterende closed loop forstærkning

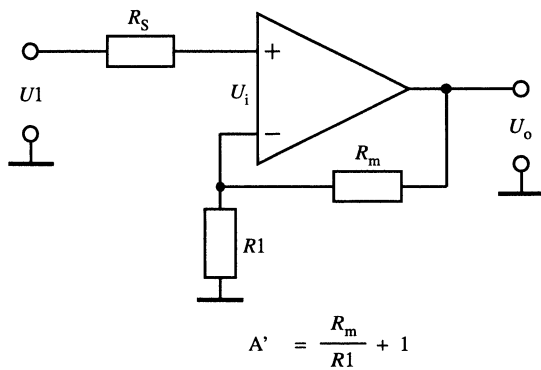
Forstærkningen med tilbagekobling kan beregnes, som vist nedenfor.



ek421-04.CDR

Non-inverterende closed loop forstærkning

Den non-inverterende forstærkning kan beregnes, som vist nedenfor.



ek421-05.CDR

Bortset fra forskellen i den modkoblede forstærkning ved de to forstærkerkoblinger er den mest markante forskel indgangsmodstanden. I den inverterende kobling er indgangsmodstanden lig med R_1 , i den non-inverterende kobling går indgangsmodstanden mod uendeligt.

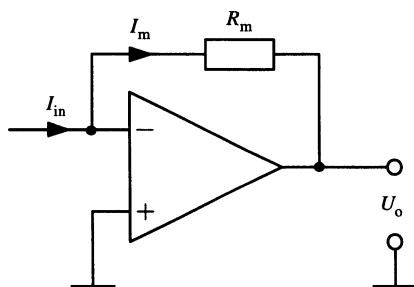
Eksempler med ideel Op-amp

Den ideelle operationsforstærker er et glimrende udgangspunkt for at forstå anvendelsen af operationsforstærkere i praktiske kredsløb.

Kredsløbsanalyser kan udføres alene ved brug af Ohms lov.

Strøm til spænding konverter

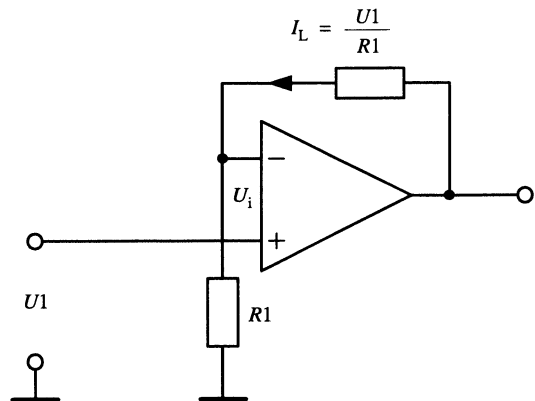
Den ideelle operationsforstærker kan anvendes som strøm til spændingskonverter. Som vist herunder vil indgangsstrømmen alene løbe gennem modkoblingsmodstanden R_m . Spændingen på udgangen bliver proportional med indgangsstrømmen.



ek421-06.CDR

Spænding til strømkonverter

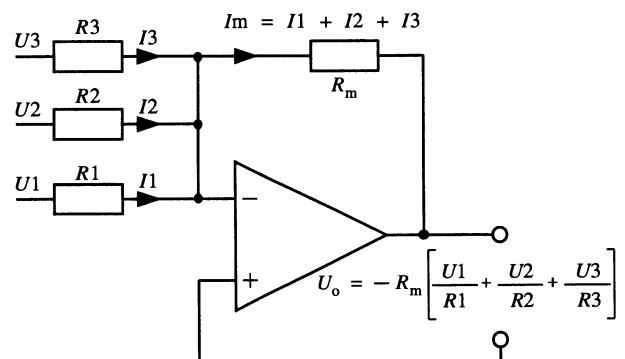
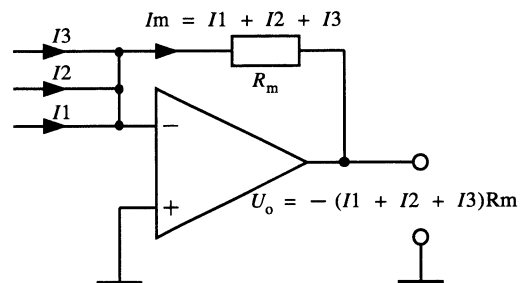
Tegningen viser en spænding til strømkonverter. Strømmen i belastningsmodstanden er bestemt af forholdet mellem U_1 og R_1 . Det ses, at belastningsmodstanden ikke har forbindelse med stel, men til virtuel stel. Dette kan være uønsket i nogle opstillinger. Endvidere må den maksimale strøm i operationsforstærkeren ikke overskrides.



ek421-07.CDR

Summationskobling

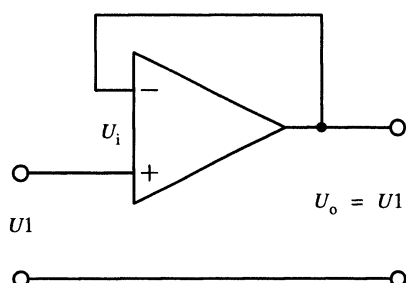
Tegningen viser et summationskredsløb for strømme og et for spændinger. I begge kredsløb ligger den inverterende indgang på nul potentiale, virtuelt stel, på grund af den negative modkobling. Strømmen i R_m er summen af strømmene i indgangene.



ek421-08.CDR

Ideel forstærker som buffer

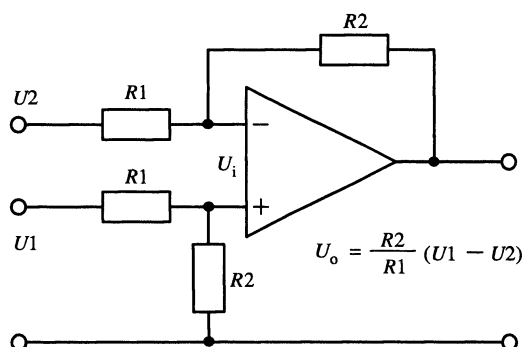
Tegningen viser den ideelle forstærker som buffer. Udgangsspændingen antager en værdi, der er lig med indgangsspændingen, således at den differentielle indgangsspænding går mod nul. Kredsløbets indgangsimpedans går mod uendeligt, og udgangsimpedansen går mod nul.



ek421-09.CDR

Ideel forstærker som subtraktionskredsløb

Tegningen viser et kredsløb, der kan udføre en subtraktion mellem to spændinger. Det kræves, at de to sæt modstande er parvis nøjagtig ens.



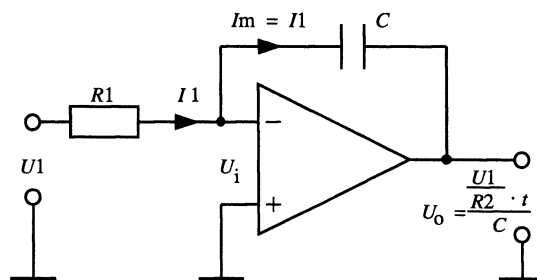
ek421-10.CDR

Ideel operationsforstærker som integrator (lavpasfilter)

En ideel forstærker kan anvendes som integrationskredsløb, når der i den inverterende kobling anbringes en kondensator som tilbagekoblingselement.

Ladestrømmen til kondensatoren er alene bestemt af $R1$ og indgangsspændingen. Kondensatoren er i den ene ende fastholdt på virtuelt stel, altså 0 V. Spændingen over kondensatoren og dermed udgangsspændingen er bestemt af ladestrømmen og den tid, ladestrømmen er tilsluttet.

Hvis indgangsspændingen er en DC-spænding, er udgangsspændingen en rampespænding. Med en firkant som indgangssignal er udgangsspændingen en trekantsspænding. Endvidere vil en trekantsspænding som input give en parabelspænding som udgangssignal.



ek421-11.CDR

Forstærkerkoblinger

Indledning

Det sker kun sjældent, at man vil benytte operationsforstærkerens meget store råforstærkning, som er afhængig af, hvilken type man arbejder med, ligger mellem ca. 10.000 og 1.000.000 gange.

Da operationsforstærkeren maksimalt kan afgive en spænding på udgangen på ca. $\approx \pm 15$ V, vil det betyde, at en spænding på mere end 150 μ V på indgangen ved en forstærkning på 100.000 gange vil få udgangen til at gå i mætning. Derfor etablerer man ofte en modkobling fra udgangen tilbage til minusindgangen.

I det følgende vil nogle forkortelser blive benyttet:

- A_o - Operationsforstærkerens råforstærkning
= kredsløb uden modkobling
- A' - Kredsløbets forstærkning med modkobling
- U_i - Indgangsspændingen direkte på forstærkeren
- U_1 - Kredsløbets indgangsspænding
(generatorspændingen)
- U_o - kredsløbets udgangsspænding

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

- A_s = Sløjfeforstærkningen fortæller, hvor kraftig modkoblingen er
- R_{id} = Operationsforstærkerens egen indgangsmodstand (findes i databladet)

Inverterende kobling

Den inverterende forstærker er en modkoblet forstærker, der virker som beskrevet herunder.

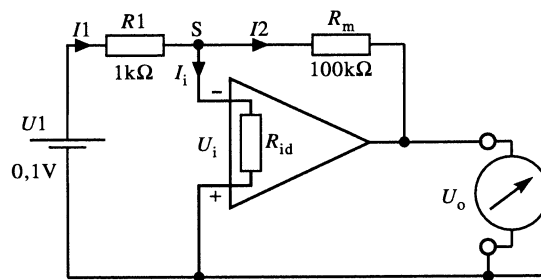
Virkemåde

Når fx et positivt gående signal U_1 indsættes på indgangen, vil dette signal drive en strøm ind i forstærkerens minusindgang. Minus angiver, at det signal, der opstår på udgangen, vil være af modsat fase. I dette tilfælde vil U_o gå i negativ retning.

Den meget store råforstærkning (A_o) betyder, at et meget lille signal ($50 \mu\text{V}$) vil få udgangssignalet U_o til at blive af maksimal størrelse. Hvis der kommer et større signal (U_1) fra generatoren, er det nødvendigt at reducere dette. Derfor ledes det overskydende signal uden om forstærkeren i form af strøm. Dette kaldes modkobling.

Den del af signalet, der ledes udenom, er bestemt af udgangsspændingens størrelse samt af modstandene R_1 og R_m 's indbyrdes forhold.

Forstærkningen kan findes med Ohms lov.



ek423-02.CDR

Data:

$$\begin{aligned} U_o &= 5 \text{ V} \\ A_o &= 100.000 \text{ gg} \\ R_{id} &= 1 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Af ovenstående data for U_o og A_o vil vi finde indgangsspændingen U_i .

$$U_o = A_o \cdot U_i$$

$$U_i = \frac{U_o}{A_o} = \frac{5 \text{ V}}{100.000} = 50 \mu\text{V}$$

Denne spænding er af en sådan størrelse, at punktet S i praksis ligger på stelpotentiale i forhold til U_1 . Af hensyn til en sammenligning vil vi finde U_1 ud fra:

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{-R_m}{R_1} \Rightarrow U_1 = \frac{U_o \cdot R_1}{-R_m}$$

$$U_1 = \frac{5 \text{ V} \cdot 1 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} = 0,05 \text{ V} = 50 \text{ mV}$$

U_i var $50 \mu\text{V}$, altså 1.000 gg mindre.

Punktet S benævnes derfor som rvirtuel groundd (virtuel = tilsyneladende, ground = stel).

I_i kan beregnes til:

$$I_i = \frac{U_i}{R_{id}} = \frac{50 \mu\text{V}}{1 \text{ M}\Omega} = 50 \text{ pA}$$

Denne strøm er så lille i forhold til I_1 , at man kan se bort fra den.

Operationsforstærker (Op-amp)

I_1 kan beregnes til at være:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{50 \text{ mV}}{1 \text{ k}\Omega} = 50 \mu\text{A}$$

I_i var 50 pA, altså 1 000 gg mindre.

Da U_i og I_i nu kan antages at være 0, og $I_1 = I_2$, kan forstærkningen findes ved:

$$U_1 = I_1 \cdot R_1$$

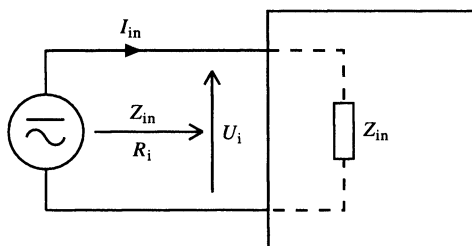
$$U_o = I_2 \cdot R_m$$

$$A' = \frac{-U_o}{U_1} = \frac{-I_2 \cdot R_m}{I_1 \cdot R_1} = \frac{-R_m}{R_1}$$

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

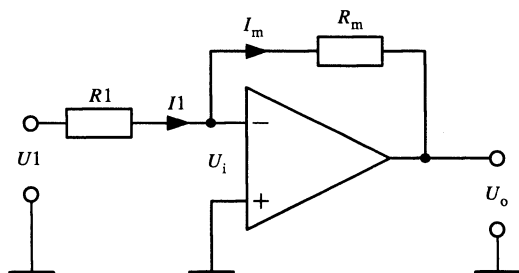
Indgangsimpedans

Et kredsløbs indgangsimpedans (indgangsmodstand) er defineret, som vist og kan findes ved hjælp af Ohms lov.



ek423-03.CDR

$$Z_i \text{ eller } R_i = \frac{U_i}{I_i}$$



ek423-01.CDR

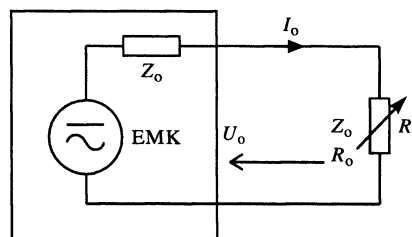
Ved den inverterende forstærker fås:

$$Z_{in} = R_1$$

Da indgangen ligger på virtuel stel, ligger hele signal-spændingen U_1 over R_1 , og strømmen gennem R_1 vil være lig med I_1 , altså $Z_{in} = R_1$.

Udgangsimpedans

Et kredsløbs udgangsimpedans er defineret som vist og kan findes ved hjælp af Ohms lov.



ek423-04.CDR

$$Z_o \text{ eller } R_o = \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o}$$

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

$$Z_o = \frac{\text{Tomgangsspænding}}{\text{Kortslutningsstrøm}}$$

Modkoblingen i den inverterende kobling er en spændingsparallelmodkobling, og udgangsimpedansen for den modkoblede forstærker er derfor:

$$Z'_o = \frac{Z_o}{(1 + \beta A_o)} \text{ eller } Z'_o = \frac{Z_o}{A_s}$$

Dette vil sige, at udgangsimpedansen bliver reduceret med sløjfeforstærkningen A_s . Derfor, jo større A_o er, jo mindre vil udgangsimpedansen kunne blive.

Non-inverterende kobling

Hvis man ønsker en forstærkerkobling, der giver et udgangssignal med samme fase som indgangssignalet, dvs. ikke invertering eller en fasedrejning på 0° , benyttes den ikke inverterende kobling.

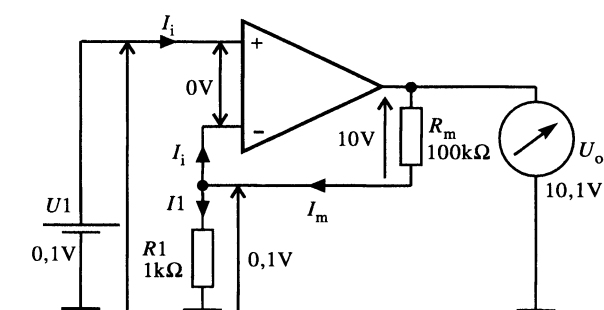
Man kan med denne kobling opnå en meget høj indgangsimpedans, op til flere M Ω .

Da vi ved operationsforstærkeren altid modkobler på minusindgangen, beregnes forstærkningen en smule anderledes, når vi benytter plusindgangen til indgang.

Beregning af forstærkning

Vi skal først huske, at der ikke er nogen spænding mellem plus- og minusterminalerne, altså ingen U_i , og heller ikke nogen strøm I_i . Dette betyder, at når vi tilslutter en generator U_1 til indgangen, vil dennes spænding være at måle på minusindgangen og dermed over R_1 .

Da der ikke løber nogen strøm I_i , må den spænding, der kan måles, komme fra udgangen og være opstået pga. udgangsstrømmen, der løber i R_m og R_1 .



ek518-01.CDR

Forstærkningen A' vil kunne findes som vist.

Vi antager $U_1 = 0,1 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ og $R_m = 100 \text{ k}\Omega$.

I_1 vil da være:

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{0,1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 100 \mu\text{A}$$

da $I_1 = I_m$ vil U_{Rm} være:

$$U_{Rm} = R_m \cdot I_m = 100 \text{ k}\Omega \cdot 100 \mu\text{A} = 10 \text{ V}$$

U_o kan nu findes til:

$$U_o = U_{Rm} + U_{R1} = 10 \text{ V} + 0,1 \text{ V} = 10,1 \text{ V}$$

og A' kan nu findes til:

$$A' = \frac{U_o}{U_1} = \frac{10,1 \text{ V}}{0,1 \text{ V}} = 101 \text{ gg}$$

Dette svarer til:

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

Eksempel

$$A' = \frac{R_m}{R_1} + 1 = \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 101 \text{ gg}$$

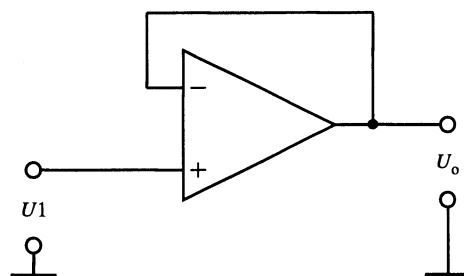
Ved denne kobling er forstærkningen A' blevet 1 gg større end ved den inverterende kobling. Dette skyldes, at generatorspændingen, der i dette tilfælde er 0,1 V, er for stor til operationsforstærkeren.

Derfor er det nødvendigt at have lige så meget ekstra spænding på udgangen, som generatoren afgiver, således at man kan sende denne ekstra spænding tilbage til at anvende til modkobling (seriemodkobling). Der er derfor samme spænding over R_1 som U_1 .

Spændingsfølger

En speciel udgave af den ikke inverterende forstærker er spændingsfølgeren. I spændingsfølgeren er $R_m = 0 \Omega$ og R_1 uendelig stor. Indsættes 0 og $[\infty]$ i forstærkerformlen, fås en forstærkning på 1 gg. Indgangsimpedansen er meget høj, udgangsimpedansen er meget lav, og kredsløbet kan derfor bruges som rbuffer eller som impedansomformer.

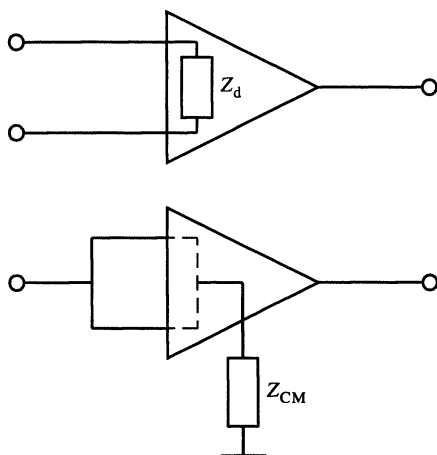
Da de to modstande, på henholdsvis 0Ω og $[\infty]$, er en kortslutning og en afbrydelse, er koblingen meget simpel.



ek423-07.CDR

Indgangsimpedans

For at kunne beregne indgangsimpedansen Z_i er det nødvendigt at kende impedansen mellem de to indgange Z_d , og i nogle tilfælde fra de to indgange i kortsluttet tilstand til stel, den såkaldte common mode impedans, Z_{CM} .



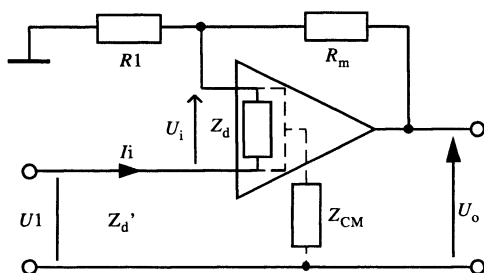
ek423-08.CDR

Z_d (differensmodstanden) kan findes i databladet og kaldes ofte for R_i eller Z_i .

Z_{CM} opgives kun sjældent, da den er meget stor, ca. 1 til 2 G Ω . Af større betydning er den modstand, som er til stede i det printmateriale, som operationsforstærkeren ofte monteres på.

Når Z_i skal findes for den non-inverterende forstærker, er det nødvendigt at tage hensyn til modkoblingen, der er en seriemodkobling.

Z_d vil pga. modkoblingen blive større set fra generatoren U_1 . Den Z_d vil vi kalde for Z'_d (Z differens mærket) og kan beregnes vha. modkobbingsgraden A_S og Ohms lov.



ek423-09.CDR

$$Z'_d = Z_d \cdot A_s$$

Bemærk, at A_o formindskes over ca. 10 Hz. Hermed ændres også Z'_d .

Hvis man ikke har nogen common mode impedans, $Z_{CM} = \infty$, kan man få indgangsimpedanser af helt ufattelig størrelse.

I praksis er man nødt til at måle sin indgangsimpedans ved den non-inverterende kobling.

Udgangsimpedans

Udgangsimpedansen på den non-inverterende forstærker er i lighed med udgangsimpedansen på den inverterende forstærker, meget lav, idet de begge har spændingsmodkobling.

Udgangsimpedansen bliver formindsket med sløjfeforstærkningen:

$$Z'_o = \frac{Z_o}{A_s}$$

Eksempel

Udgangsimpedansen på en spændingsfølger indeholder en operationsforstærker med følgende data er:

$$A_o = 100.000$$

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

$$A' = 1, (A_s = 100.000)$$

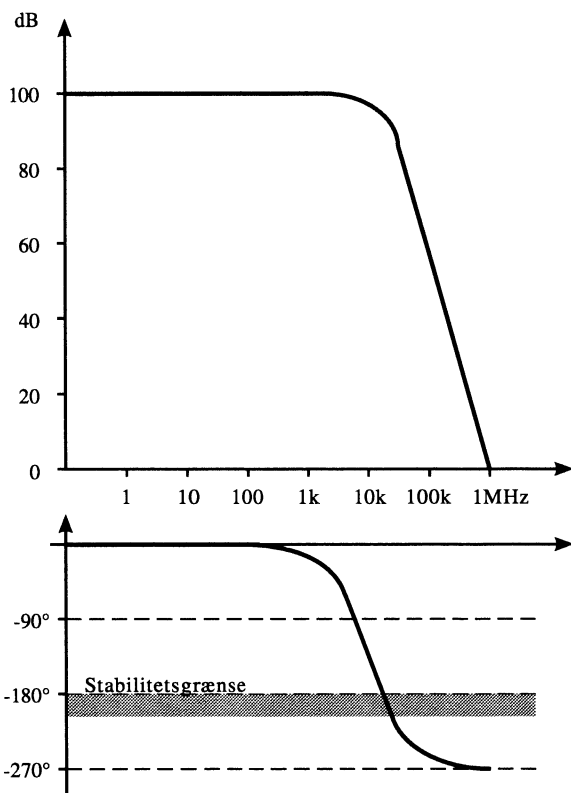
$$Z'_o = \frac{Z_o}{A_s} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{100.000} = 50 \text{ m}\Omega$$

Udgangsspændingens afhængighed af belastningsmodstanden

En operationsforstærker kan kun belastes moderat, selv om den modkoblede udgangsimpedans er meget lav. Begrænsningen bestemmes af den maksimale strøm, operationsforstærkeren kan aflevere til sin belastningsmodstand. For de fleste standardoperationsforstærkere gælder, at den mindste belastningsmodstand skal være større end 2 k Ω .

Frekvenskarakteristik

Tilfører man en operationsforstærker et indgangssignal med stigende frekvens fra 0 Hz, vil man for den umodkoblede forstærker få en frekvenskarakteristik, som vist herunder, hvis der ikke er foretaget nogen frekvenskompensering i kredsløbet.

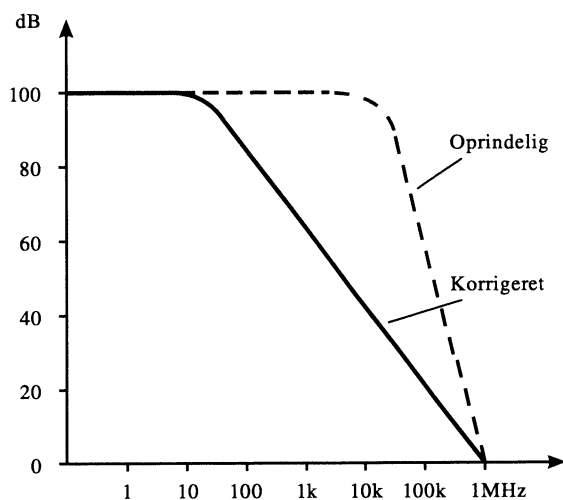


ek423-11.CDR

Ved en fasedrejning større end eller lig med 180° er der en fare for stabiliteten. Når kredsløbet modkobles, kan forstærkeren gå i sving.

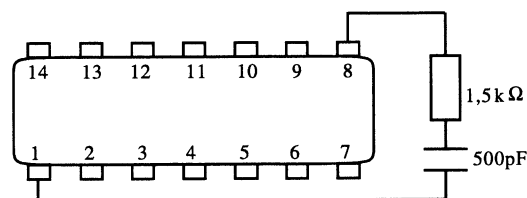
For at forbedre operationsforstærkerens stabilitetsforhold tilføjes der ofte et sted i koblingen et RC-led med en ret lav grænsefrekvens. Dette RC-led vil da virke dominerende på forstærkerens frekvenskarakteristik, og det vil virke, som om dette var det eneste i kredsen.

Resultatet bliver en frekvenskarakteristik, som vist.



ek423-12.CDR

Denne frekvenskompensering kan være tilføjet internt i forstærkeren fra producenten, eller komponenterne tilsluttes eksternt, som angivet i specifikationen for den pågældende operationsforstærker. Herunder er vist et eksempel på ekstern kompensering.



ek423-13.CDR

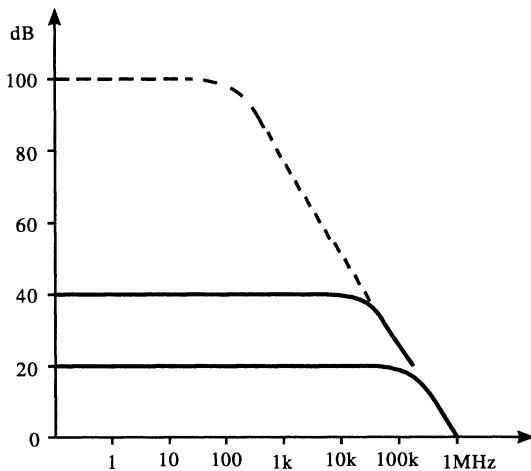
Af nedenstående kurve ses, at grænsefrekvensen ved open loop bliver meget lav som følge af frekvenskompenseringen.

Grænsefrekvensen og dermed båndbredden vil dog øges ved modkobling, således at ved lave værdier for A' vil man få en acceptabel høj grænsefrekvens.

Grænsefrekvensen ved open loop er fx 10 Hz, mens man ved $A' = 100$ gg (40 dB) får en modkoblet grænsefrekvens på 10 kHz og ved $A' = 10$ gg (20 dB) en grænsefrekvens på 100 kHz. Når et RC-led bestemmer frekvenskarakteristikken, falder forstærkningen med 20 dB/dekade eller 6 dB/oktav.

Operationsforstærker (Op-amp)

Den frekvens, ved hvilken A' i alle tilfælde er 1 gg (0 dB), kaldes **unity gain bandwidth**, eller enheds-frekvensen.

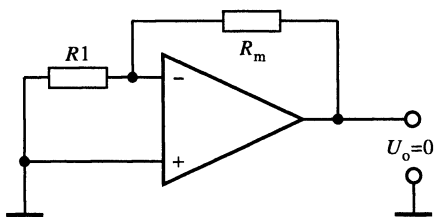


ek423-14.CDR

Offset og drift

Et af de væsentligste problemer man træffer ved DC-forstærkere og dermed også ved operationsforstærkere er offset og temperaturdrift.

At en forstærker har offset vil sige, at udgangsspændingen ikke er 0 V, når indgangen er stillet.



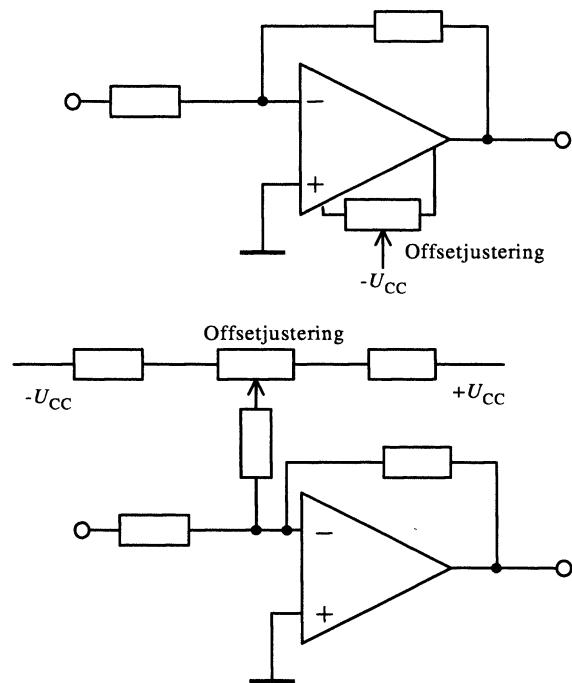
ek423-17.CDR

Man beskæftiger sig med følgende former for offset:

- Spændingsoffset
- Strømoffset
- Offsetspændings drift
- Offsetstrømmens drift
- Power supply rejection ratio

Offsetjustering

Disse offsetfejl er man nødt til at justere væk, enten på selve operationsforstærkeren, som normalt har en særlig indgang til dette eller ved at indføre en spænding på en indgangsterminal.



ek423-22.CDR

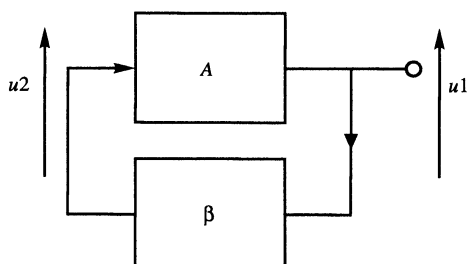
Hvis offsetjusteringen foretages ved at gøre indgreb i selve forstærkeren, indføres en skævhed i forstærkerne på IC'en. Dette har indflydelse på alle data for operationsforstærkeren.

A_o kan blive halveret, data for drift kan blive flere hundrede gange dårligere, CMRR bliver dårligere osv., men alligevel er det den mest benyttede metode.

□

RC-oscillator

Generelt om oscillator



ek073-01.CDR

Blokdiagram af en oscillator

Bloktfunktion

En oscillator er sammenkoblet af en forstærker og et tilbagekoblingsled.

Hvis forstærkeren eksempelvis har en forstærkning på 10 gange, vil en indgangsspænding på 1 V følgelig give en udgangsspænding på 10 V.

Føres en brøkdel af udgangsspændingen tilbage til indgangen, kan forstærkeren levere sit eget indgangssignal, hvorved der på udgangen fremkommer en konstant sinusspænding.

Oscillatorbetingelsen for kredsløbet må være:

$$u_2 = \beta \cdot u_1$$

$$u_1 = A \cdot u_2$$

$$u_2 = u_2 \cdot A \cdot \beta$$

eller

$$A\beta = 1 = \text{sløjfeforstærkning}$$

Altså skal forstærkningen ganget med dæmpningen i β -leddet være 1, og faseadskjeden i kredsløbet skal være 0° .

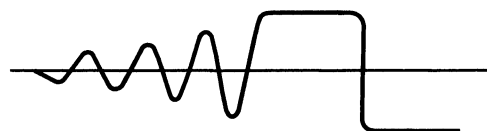
Er βA mindre end 1, vil oscillatorsvingningen uddø eller slet ikke begynde at oscillere.



ek073-02.CDR

Er βA større end 1, vil udgangssignalets amplitude stige, indtil forstærkeren går i mætning, hvorefter oscillatoren stopper for igen at oscillere.

Udgangssignalet vil ikke være sinusformet.



ek073-0.CDR

Alle oscillatorer har en eller anden form for amplitude-regulering, således at sløjfeforstærkningen er større end 1 i startfasen. Ellers vil sløjfen ikke opbygge en svingning.

Når spændingen under startfasen med sløjfeforstærkningen > 1 når det ønskede niveau, skal amplitudereguleringen ændre sløjfeforstærkningen til 1 og holde amplituden konstant.

For at opnå en veldefineret frekvens anvendes frekvensbestemmende komponenter i β -leddet, her RC-led. I øvrigt anvendes også LC-led eller mekanisk-elektriske resonatorer som kvartskrystaller.

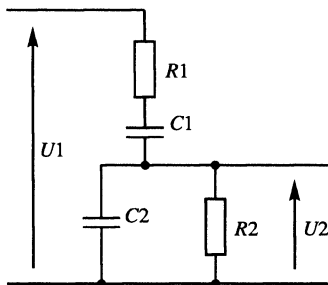
Disse leds funktion er at sikre et korrekt faseforhold ved oscillatorens arbejdsfrekvens.

En faseforskydning på blot $0,01^\circ$ pr. periode vil over 18.000 perioder dreje fasen 180° . Dette vil ved en arbejdsfrekvens på fx 10 kHz ske over et tidsrum på 1,8 sekunder.

Denne betragtning må ikke give det indtryk, at en oscillator ved ændring på de frekvensbestemmende led går i stå. Den ændrer blot frekvens.

For en given arbejdsfrekvens er svingningsbetingelserne altså en sløjfeforstærkning på 1 og korrekt faseforhold.

Wienbro-oscillator



ek073-04.CDR

I en Wienbro-oscillator udgør viste led, β -leddet og det frekvensbestemmende led.

Hvis $R1 = R2$ og $C1 = C2$ fås, at udgangsspændingen er lille ved lave frekvenser, idet $X_{C1} \gg R2$. Endvidere fås, at udgangsspændingen ved høje frekvenser også er lav, idet $R1 \gg X_{C2}$.

Hvis frekvensen på $U1$ ændres, vil den største udgangsspænding $U2$ fremkomme, hvor $X_{C1} = R1 = X_{C2} = R2$.

Ved denne frekvens er forholdet mellem $U2$ og $U1$:

$$\frac{U2}{U1} = \frac{Z2}{Z1 + Z2}$$

$$\text{hvor } \sqrt{R1^2 + X_{C1}^2} = Z1$$

og

$$Z2 = \frac{R2 \cdot X_{C2}}{\sqrt{R2^2 + X_{C2}^2}}$$

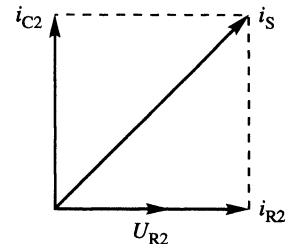
$$\frac{U2}{U1} = \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{R\sqrt{2} + \frac{R}{\sqrt{2}}}$$

Ganges igennem med $\sqrt{2}$ findes:

$$\frac{U2}{U1} = \frac{R}{2R + R} = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

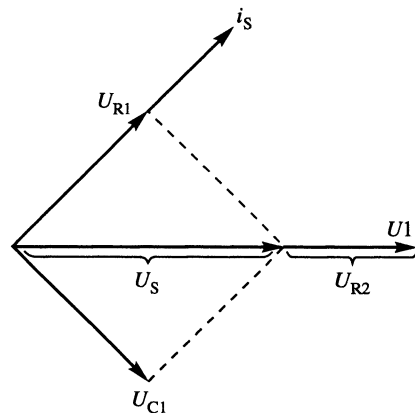
Udgangsspændingen er altså 3 gange mindre end indgangsspændingen til Wienbro-leddet.

Ved frekvensen, hvor $R2 = X_{C2}$, kan den samlede strøm i_S og spændingen over $R2$ findes.



ek073-05.CDR

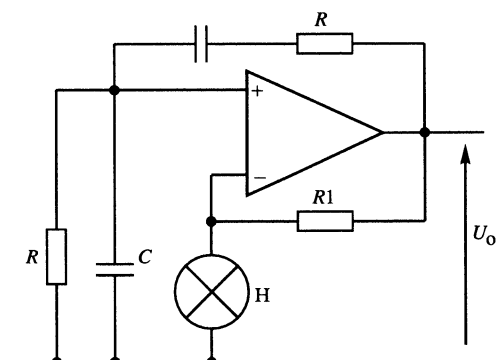
Sumstrømmen i_S er den samme, som gennemløber $R1$ og $C1$. Spændingen over $R1$ er i fase med i_S , spændingen over $C1$ er 90° bagefter i_S , sumspændingen U_S af U_{R1} og U_{C1} er i fase med U_{R2} .



ek073-06.CDR

Da $U2 = U_{R2}$, ses det, at indgangssignal og udgangssignal er i fase.

Når Wienbro-leddet indkobles i en oscillator, er kravet til forstærkeren, at $A = 3$, og fasedrejning mellem indgang og udgang er 0° .



ek073-07.CDR

R1 og H modkobler

Ved stigende udgangsspænding stiger strømmen gennem R1 og H.

Større strøm gennem H giver en større modstand, hvorved modkoblingen stiger.

På grund af H vil udgangsspændingen finde en konstant amplitude.

Overgangsfrekvens

Denne kan findes ved at udregne RC-leddets overgangsfrekvens:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

□

Effektforstærker

Formål og anvendelse

Effektforstærkernes formål er at kunne omsætte småsignalforstærkernes signaler til så store effekter ($U \cdot I$), at det er muligt at udstyre fx en højttaler, en motor, et relæ, eller hvor der ellers er brug for at styre analoge eller pulserende strømme og spændinger.

Da de mest kendte effektforstærkere normalt sidder i underholdningselektronik, er der her valgt at tage udgangspunkt i LF-effektforstærkere, der bl.a. anvendes i radioer.

Arbejdspunkt

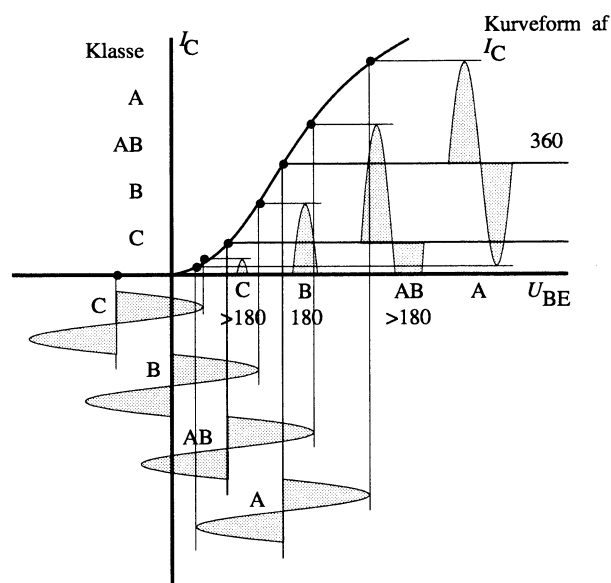
En typisk forstærker består af adskillige forstærkertrin. De fleste af disse trin er spændingsforstærkere, hvor den afgivne signalstrøm og dermed signaleffekt er lille.

Da man, som ovenfor nævnt, ofte har brug for en anseelig effekt, har man brug for et udgangstrin, der kan levere denne. For at udgangstrinnet kan aflevere denne effekt, skal der tilføres effekt fra spændingsforsyningen.

For at få en rimelig virkningsgrad, dvs. forholdet mellem afgiven og tilført effekt, er man ofte nødt til at lægge arbejdsunktet anderledes end ved en spændingsforstærker.

Arbejdspunktets placering

Man deler effektforstærkere op i klasser, A-, AB-, B-, C-, og evt. D-, som angiver det valgte arbejdsunkt (tomgangsstrømmen) for transistoren eller transistorerne, dvs. hvordan signalet er placeret på I_C/U_{BE} -karakteristikken.



el208-01.CDR

Klasse A

Ved et arbejdsunkt i klasse A forstås, at transistoren leder i alle 360° af et inputsignal. Arbejdsunktet lægges midt på den rette del af karakteristikken.

Det giver lille forvrængning, men en lav virkningsgrad (η), maksimalt 50%. Tomgangsstrømmen (hvilestrømmen) er stor, og en eventuel udgangstransformator får en DC-magnetisering.

Uden inputsignal afsættes der effekt i transistoren.

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.

Da der ikke er nogen forspænding på transistorerne, er forvrængningen noget større end ved klasse A, da der opstår cross-over-forvrængning ved anvendelse i push-pull-kobling.

Klasse AB

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

Arbejds punktet lægges på grænsen mellem den lige og krumme del af karakteristikken.

Forvrængningen er større end ved klasse A, særlig ved lav udstyring. Da man, som i klasse B ved push-pull, skifter mellem to transistorer, kan der opstå cross-over-forvrængning.

Det er derfor meget vigtigt, at forspændingen og dermed tomgangsstrømmen er indstillet meget omhyggeligt. Er den for lille, vil der opstå cross-over-forvrængning, mens en for stor forspænding og tomgangsstrøm vil resultere i unødigt opvarmning af transistorerne.

En for stor tomgangsstrøm forøger også faren for termisk ustabilitet (thermal runaway), hvis koblingen ikke er effektiv stabiliseret mod dette.

Virkningsgraden i klasse AB er større end i klasse A.

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.

Klasse C anvendes hovedsageligt til højfrekvensformål.

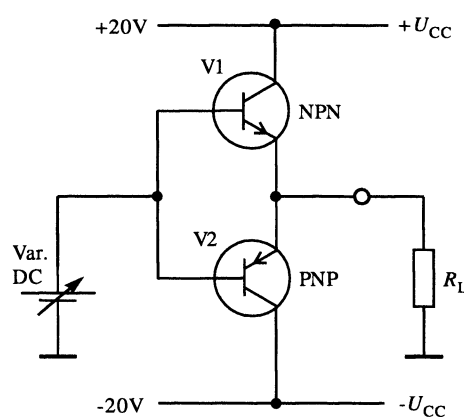
Udgangsforstærker

Komplementær forstærker

En meget anvendt type er push-pull-koblingen. Her bruges to emitterfølgere (jordet kollektor), der er kendetegnet ved en stor strømforstærkning og ofte anvendes som impedanstilpasser.

Strømforstærkningen i udgangen kombineret med en driver transistor, der giver spændingsforstærkning, vil tilsammen kunne levere en effekt.

Jordet kollektorkoblingen sørger for en lav udgangs-impedans, således at udgangen kan forsyne fx en højtaler (4Ω).



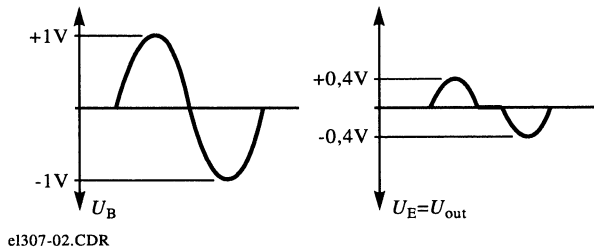
el307-01.CDR

De to emittere har fælles emittermodstand, nemlig belastningen (R_L). De to kollektorer tilføres forsynings-spænding, henholdsvis plus og minus, og de to baser er forbundet sammen.

Hvis baserne tilsluttes en variabel DC-spænding, og den sættes til 0 V , vil der ikke gå nogen strøm i transistorerne, da $U_{BE} = 0 \text{ V}$.

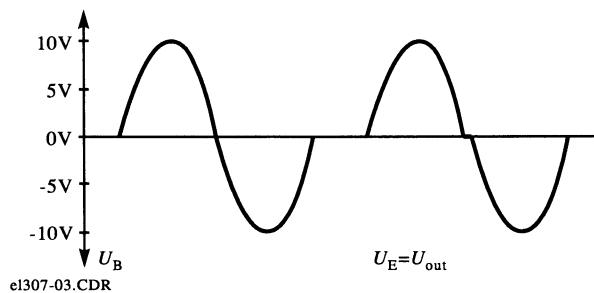
DC-spændingen til baserne øges i positiv retning, og når spændingen er $+0,6 \text{ V}$, vil V1 begynde at trække strøm, og emitteren vil følge efter, $0,6 \text{ V}$ lavere end basisspændingen. Strømmen går fra $+U_{CC}$ gennem V1 og R_L til stel. Tilsvarende vil en spændingsændring i negativ retning få V2 til at trække strøm ved $-0,6 \text{ V}$ på baserne, og emitteren vil igen følge efter $0,6 \text{ V}$ større end basisspændingen. Strømmen går fra stel igennem R_L og V2 til $-U_{CC}$.

Cross-over



Der er altså et område på 1,2 V (fra $-0,6$ V til $+0,6$ V), hvor ingen af de to transistorer trækker strøm. Som det ses på tegningen, er signalet blevet kraftigt forvrænget. Dette kaldes cross-over-forvrængning.

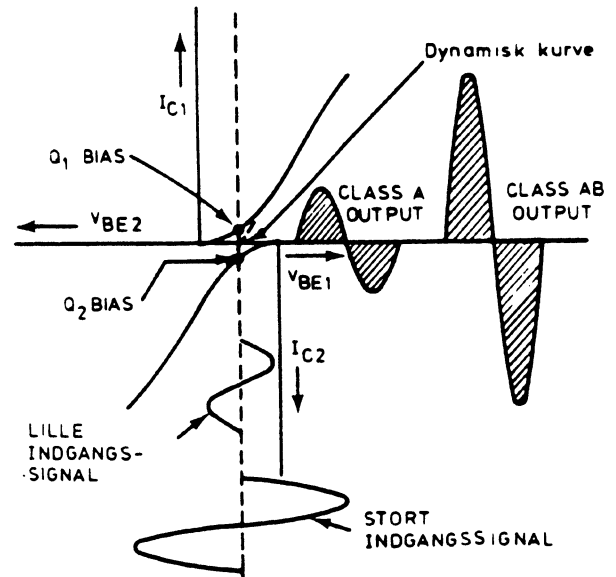
Lad os prøve at lave en ændring af basisspændingen mellem -10 V og $+10$ V.



Der vil stadigvæk være et område på 1,2 V, hvor ingen af transistorerne trækker strøm, men forholdsvis er det blevet meget mindre ved det store signal, og forvrængningen er derfor meget mindre.

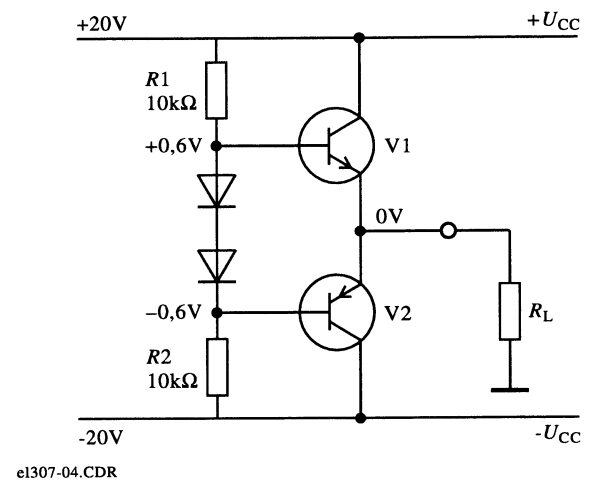
Dette er kendetegnende ved cross-over-forvrængning, stor forvrængning ved lille signalstyrke og næsten umuligt at høre ved store signalstyrker, så hvis I oplever dette under afprøvning af en forstærker, er der stor sandsynlighed for, at det er cross-over-forvrængning, og trinnet arbejder i klasse B (ingen strøm i transistorerne, når der ikke er signal til stede). Det siges, at tomgangsstrømmen er 0.

For at forhindre cross-over-forvrængning forspænder man BE-strækningerne på transistorerne (gør tomgangsstrømmen større). Sagt på en anden måde, fjerner man de to baser fra hinanden DC-mæssigt. Afstanden mellem dem skal være 1,2 V.



Ved små signaler arbejder trinnet i klasse A og ved store indgangssignaler i klasse AB.

Dette kan gøres ved at lave en spændingsdeler bestående af en serieforbindelse af $R1$, 2 dioder (SI) og $R2$, $R1$ og $R2$ skal være lige store (fx $10\text{ k}\Omega$).



Når forsyningsspændingerne er $+20\text{ V}$ og -20 V og spændingen over en diode er $0,6\text{ V}$ bliver:

$$U_{R1} = U_{R2} = \frac{40\text{ V} - 1,2\text{ V}}{2} = 19,4\text{ V}$$

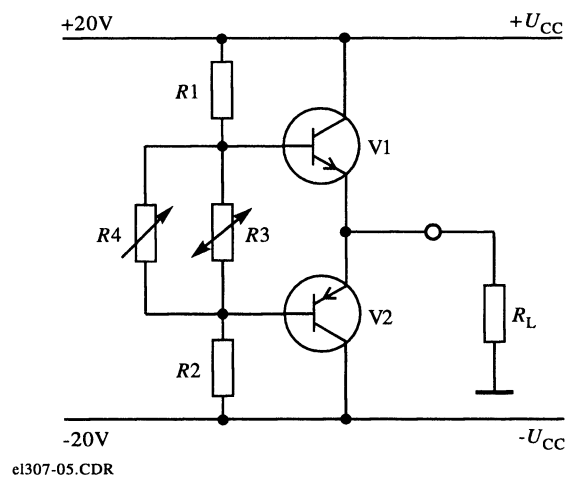
$$U_{B1} = +20\text{ V} - 19,4\text{ V} = +0,6\text{ V}$$

$$U_{B2} = -20\text{ V} + 19,4\text{ V} = -0,6\text{ V}$$

$$U_E = U_{B1} - 0,6\text{ V} = +0,6\text{ V} - 0,6\text{ V} = 0\text{ V}$$

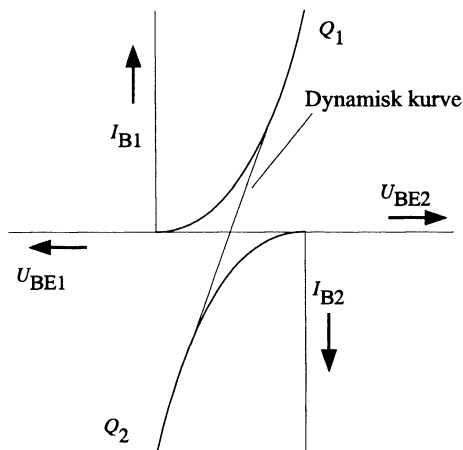
Tomgangsstrøm (bias)

En anden løsning er at erstatte de to dioder med en NTC-modstand, parallelt forbundet med et trimmepotentiometer.



Her kan man bestemme afstanden i volt mellem de to baser ved at justere $R4$:

- Tomgangsstrøm justeres med $R4$

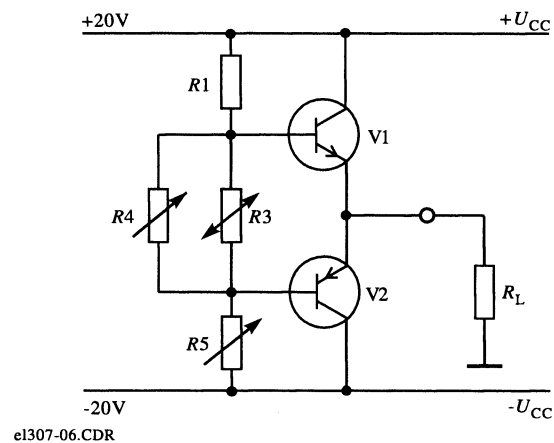


Herved flytter man de to basis-emitterdiodekurver, således at de tilsammen danner en retlinet dynamisk indgangskaraktistik for trinnet.

Ved stigende temperatur vil strømmen stige i udgangstransistorerne. Dette kompenserer NTC-modstanden for, da den fysisk føler på deres temperatur, og derved bliver ohmværdien også mindre. Herved bliver spændingen mellem baserne mindre, og derfor falder strømmen igen, og transistorernes arbejds punkt er stabiliseret over for temperaturændringer.

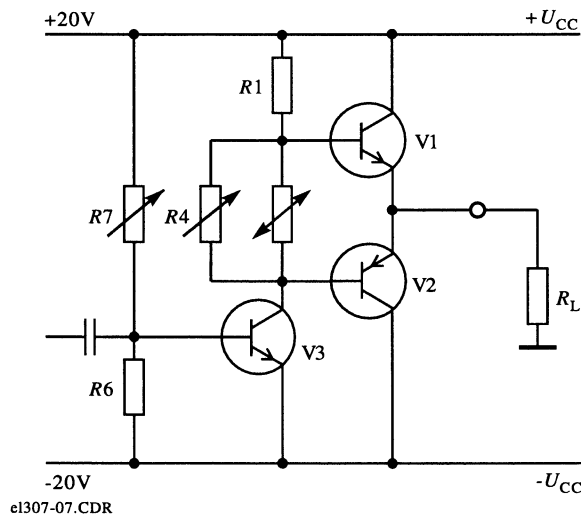
Midtpunktsspænding

DC-spændingen på udgangen (fælles emitter) kaldes midtpunktsspændingen. Den er bestemt af spændingen på de to baser.



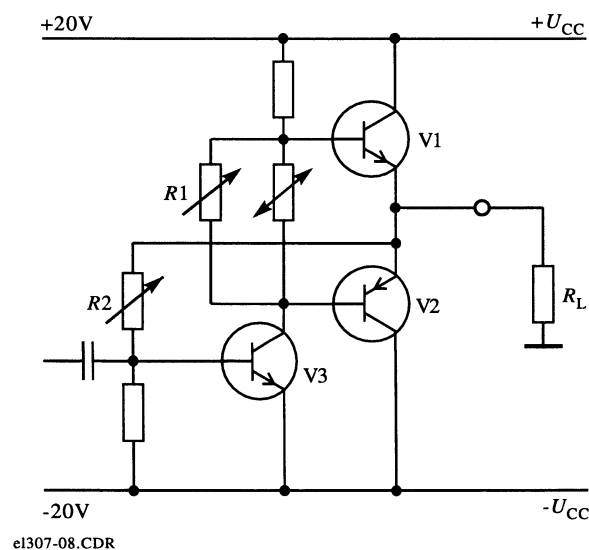
Ved at udskifte $R2$ med en variabel modstand $R5$, kan midtpunktsspændingen justeres med dette.

I stedet for den variable modstand $R5$ kan vi bruge en transistor (V3) og bestemme modstanden mellem kollektor og emitter ved at styre strømmen i basis med $R7$ (bestemme U_{BE}), og vi kan på samme måde justere midtpunktsspændingen. Samtidig får vi mulighed for at tilføre signal til udgangen.



- Midtpunktet kan justeres ved at ændre arbejds punktet for drivertransistoren V3 ved hjælp af $R7$.

Da U_E V3 er -20 V, bliver U_B V3 $-20 + 0,6$ V = $-19,4$ V, så det er ikke nødvendig at forbinde $R7$ til $+20$ V, vi kan godt forbinde den ene side til stel og stadigvæk bestemme arbejds punktet for V3. Det bedste vil være at bruge midtpunktet for de to udgangstransistorer, her er også 0 V, fordi vi derved indfører DC-modkobling, der stabiliserer midtpunktsspændingen.



Stabiliseringen virker på den måde, at en ændring på udgangen føres tilbage til basis af V3, fx hvis udgangen stiger (\uparrow) vil basis på V3 også stige (\uparrow) og den vil trække mere strøm, og kollektoren vil falde (\downarrow), der igen får basis på V1 (V2) til at falde (\downarrow), og emitteren følger efter, udgangen falder (\downarrow). Da den startede med at stige (\uparrow), har vi nu fået den justeret på plads.

Skrevet på en anden måde:

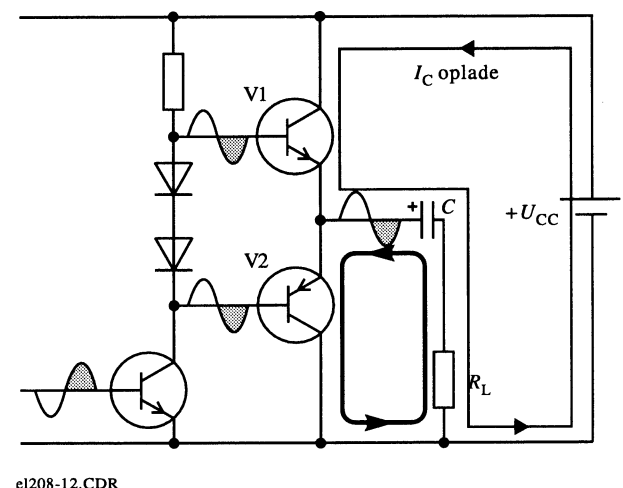
$$U_{out} \uparrow \Rightarrow U_{BV3} \uparrow \Rightarrow U_{CV3} \downarrow \Rightarrow U_{BV1} \downarrow \Rightarrow$$

$$U_{EV1} \downarrow \Rightarrow U_{out} \downarrow$$

Eksempler på udgangsforstærkere Komplementært udgangstrin med enkelt forsyningsspænding

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 V1 og V2, åbner V1, hvorimod V2 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 V1 og V2, åbner V2, hvorimod V1 lukker.

Energien, som C er opladet med, virker nu som spændingsforsyning til V2.

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

Quasi-komplementært udgangstrin

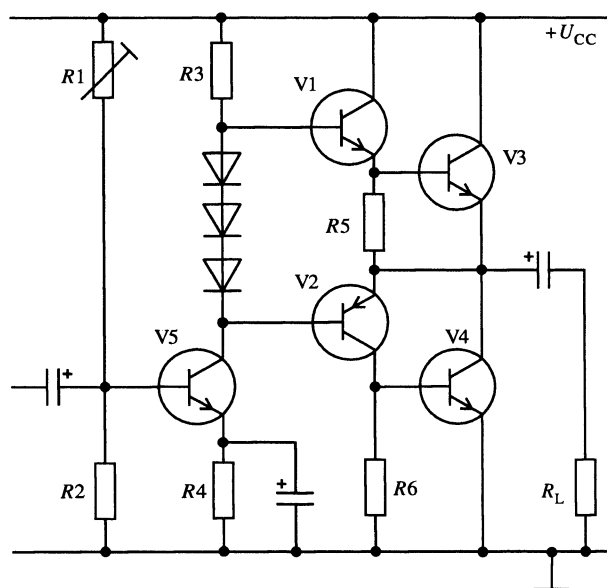
Udvalget af komplementære transistorer til store effekter er begrænset. Derfor har man længe anvendt en kobling med to parrede transistorer af samme polaritet som udgangstransistorer og to komplementære transistorer som drivere.

Dette kaldes et quasi-komplementært trin.

V1 og V3 udgør tilsammen en darlingtonforbindelse.

V4 drives af kollektorstrømmen fra V2 i modsætning til V3, der drives af emitterstrømmen fra V1.

V2 og V4 danner en PNP-NPN-forbindelse og kan betragtes som en PNP-transistor.



el208-13.CDR

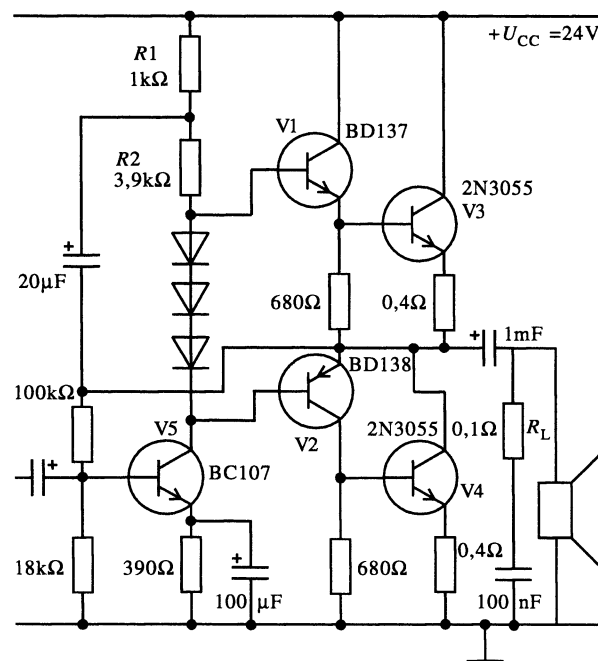
I dag er det mere almindeligt, at man køber ovenstående PNP-NPN-kobling, som henholdsvis en PNP- og en NPN-darlingtontransistor.

En forstærker med sådanne transistorer (integrerede kredsløb) er at finde i fx Beomaster 5500 (split supply) og i Beomaster 901 (single supply).

De transistorer, der anvendes, er ofte typer, der er anvendelige til HF-formål, da disse har lave kollektorbasekapaciteter (Miller kapaciteter). Derved nedsættes risikoen for fasedrejninger ved høje frekvenser, der gennem modkobling kan give ustabilitet (selvsving).

Bootstrap i udgangsforstærkeren

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



el208-14.CDR

De to udgangstransistorer kan opfattes som to sæt emitterfølgere, hvor første drivertransistor (V5) er bundmodstand i basisspændingsdelen, og første driverens (V5) kollektormodstand ($R1 + R2$) er topmodstanden i basisspændingsdelen.

Det er kun nødvendigt at bootstrappe kollektormodstanden, idet udgangsmodstanden i driveren i forvejen er stor.

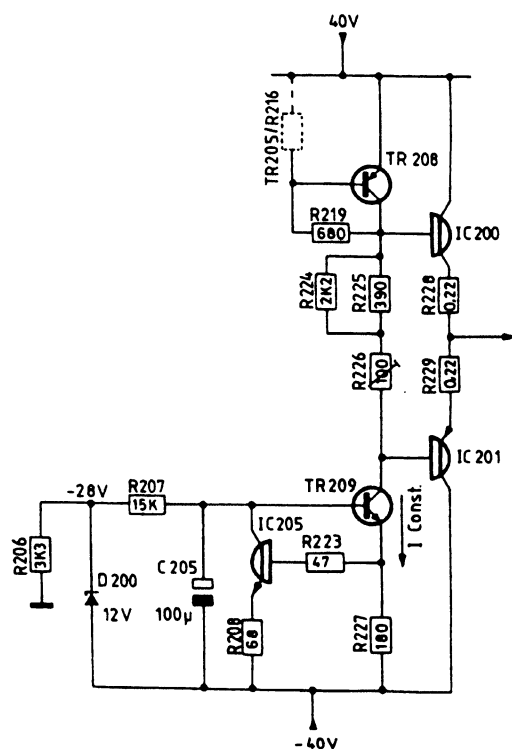
Herved bliver drivertransistorerne strømstyret, hvorved der opnås en bedre linearitet i forstærkeren.

Bootstrapping kompenserer endvidere for spændingsfaldet over $R1$, således at $V1$ kan udstyres fuldt ud, når spændingen på kollektoren af $V5$ går i positiv retning, idet spændingsfaldet over $R2$ er konstant.

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

Hvilestrøm

Denne løsning beskriver, hvordan B&O har designet hvilestrømskredsløbet i Beomaster 5500.



el208-11.IMG

Tomgangsstrømmen i udgangsforstærkeren styres af en konstantstrømsgenerator TR209, IC205. Konstantstrømsgeneratoren bevirker, at tomgangsstrømmen er konstant, uanset eventuelle ændringer i den ustabiliserede forsyningsspænding.

IC205 er samtidig føletransistor for temperaturen på kølepladen. Den er monteret med termisk kontakt til kølepladen.

Kollektorstrømmen til TR209 trækkes gennem R226, R224 og R225. Spændingsfaldet over modstandene udgør den ønskede forspænding til udgangstransistorerne. Med R226 kan spændingsfaldet og dermed tomgangsstrømmen i udgangstransistorerne justeres.

Stigende strøm i udgangstransistorerne vil forårsage opvarmning. Dermed stiger strømmen igen med yderligere opvarmning til følge og så fremdeles.

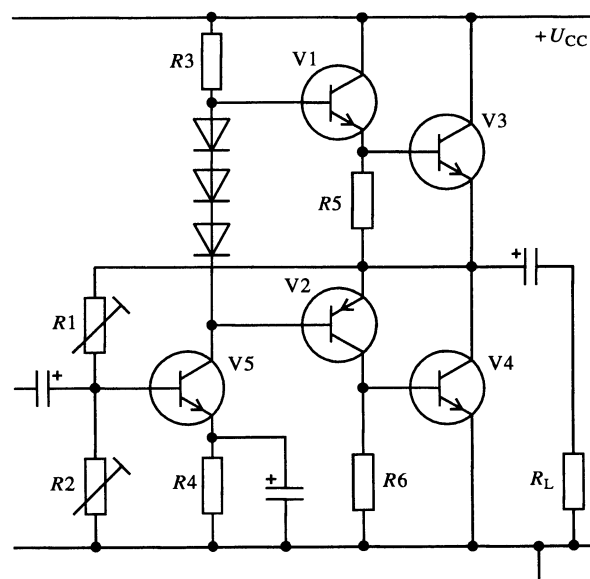
Konstantstrømsgeneratoren må kompensere herfor ved at sænke forspændingen over modstandene R226, R224 og R225.

Denne regulering opnås ved, at IC205, som er anbragt på kølepladerne, opvarmes sammen med udgangstransistorerne. Strømmen gennem IC205 stiger da, hvorved basis-emitterforspændingen til TR209 falder. TR209 regulerer strømmen gennem R226, R224 og R225 ned og reducerer således forspændingen til udgangstransistorerne og tomgangsstrømmen i disse.

Midtpunktsspænding

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

Ofte er der på udgangsforstærkere en justering af denne midtpunktsspænding.



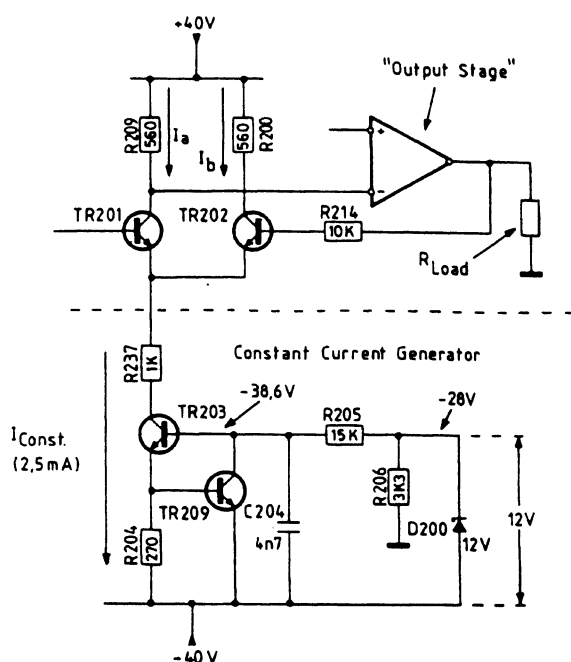
el208-15.CDR

Midtpunktet kan justeres ved at ændre arbejdspunktet for drivertransistoren V1 ved hjælp af R1 eller R2.

Samtidig er midtpunktsspændingen oftest stabiliseret ved hjælp af en DC-modkobling fra udgangen tilbage på basen af drivertransistoren (gennem R1).

Hvis midtpunktsspændingen bliver mindre, falder basispændingen på V1, hvorved kollektorspændingen stiger på V1, og midtpunktsspændingen vil stige.

I fx Beomaster 5500 er der for at fastholde midtpunktet ikke nogen justering, men kun DC-modkobling, se følgende eksempel.



el208-16.IMG

DC-modkoblingen er her ført tilbage til en differentialforstærker, der består af to transistorer, TR201 og TR202. De to transistorers emittere er koblet sammen i et fælles punkt, hvor der sidder en konstantstrømgenerator, TR203, TR204 m.m.

På grund af strømgeneratoren vil den samlede strøm i de to transistorer være konstant. Hvis man ændrer strømmen i den ene, vil strømmen i den anden ændres i modsat retning. Begge de to baser er altså indgange for differentialforstærkeren.

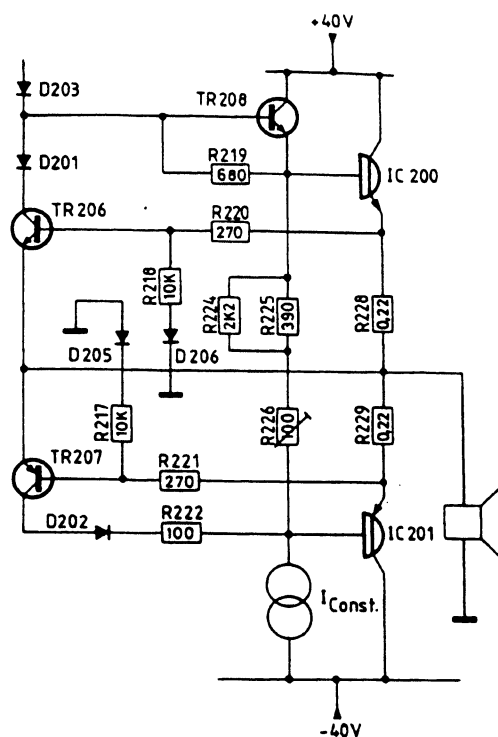
Denne strømændring vil have den virkning, at kollektorspændingen på TR201, der også er basis på TR205 (befinder sig på tegningen inde i blokken foutput stage), ændrer sig, og midtpunktet vil reguleres på plads.

Kortslutningssikring

Mange forstærkere er beskyttet mod kortslutning af udgangen, fx ved kortslutning af højttaleren eller ledningen.

Kortslutningssikringen fungerer på samme måde som strømbegrænsningen i en almindelig strømspændingsforsyning.

Beomaster 5500 anvendes her som eksempel.



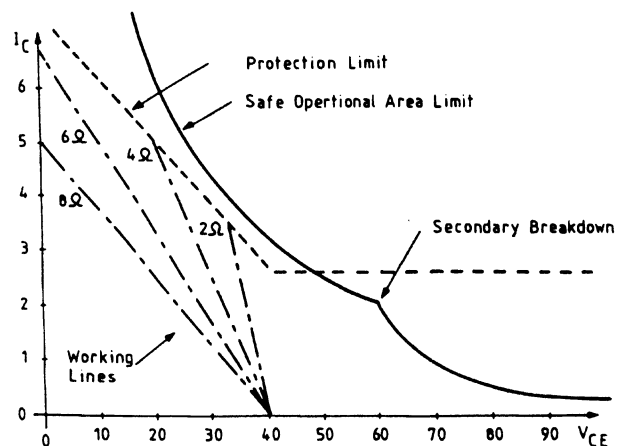
el208-17.IMG

Kredsløbet skal beskytte udgangstransistorerne mod for store kollektorstrømme med hensyntagen til den aktuelle kollektor-emitterspænding U_{CE} på udgangstransistorerne, således at der ved stor U_{CE} kun tillades lille kollektorstrøm og omvendt. Sikringen hindrer, at transistoren styres uden for sit tilladte arbejdsområde.

Transistorerne TR206 og TR207 følger spændingen over emittermodstandene R228 og R229 og måler således strømmen gennem udgangstransistorerne.

Ved meget lille belastningsimpedans ($0\ \Omega$) vil udgangstransistorerne under udstyring trække stor strøm. Når strømmen er stor nok, vil den resulterende spænding over R_{228} og R_{229} forspænde TR206 og TR207 i lederetning. Derved begrænses strømmen i udgangstransistorerne, og strømbegrænsning er opnået.

Ved hjælp af dioderne D205 og D206 gives strømbegrænserskurven et knæk, som ses i følgende figur.

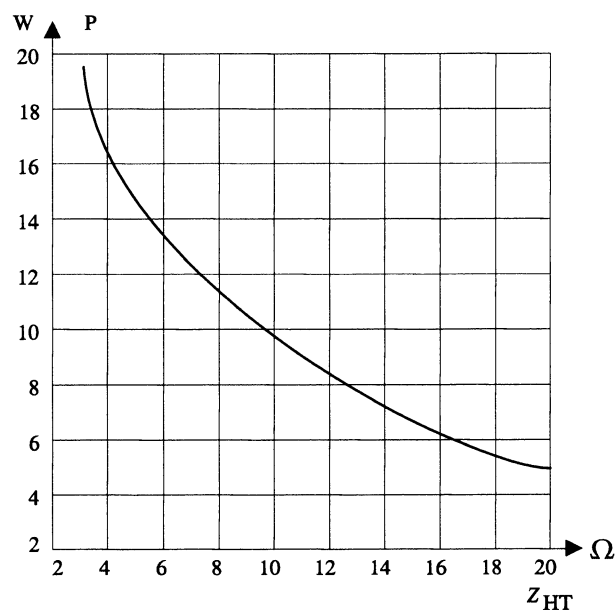


el208-18.IMG

Udgangseffekt

En fuldtransistoriseret Hi-Fi-forstærker har gerne en meget lav indre modstand (udgangs impedans), hvorfor udgangseffekten kommer til at stå i et nøje forhold til højttalerimpedansen.

Som eksempel ses en forstærker der afgiver 17 W ved en højttalerimpedans på $4\ \Omega$. Tilsluttes der i stedet en $8\ \Omega$ højttaler, vil udgangseffekten falde til 11 W osv., som det fremgår af nedenstående kurve.



el208-19.CDR

Der findes dog i dag forstærkere, der er konstrueret på en sådan måde, at der føles på udgangsniveauet, der så tilpasses den til enhver tid tilsluttede højttaler.

Impedanser under $4\ \Omega$ kan normalt ikke anbefales, da forstærkerens udgangstransistorer herved kan blive overbelastede. Kortslet derfor **aldrig** en forstærkers udgang, hvis denne ikke er sikret mod kortslutning, som fx i Beomaster 5500.

Bemærk: Der er altid spændingsmodkobling på udgangen af en Hi-Fi forstærker. Højttaleren drives af en konstantspændingsgenerator. Der er **ikke** impedanstilpasning mellem forstærker og højttaler!

Sinuseffekt

Sinuseffekten er den udgangseffekt, som en forstærker kan afgive ved en ren 1 kHz tone i mindst 10 min med under 1% forvrængning.

Ifølge DIN 45500 skal sinuseffekten være mindst 10 W ved mono og 2×6 W ved stereo, målt med egen strømforsyning.

Sinuseffekten kan beregnes ud af

$$P = \frac{U_{\text{rms}}^2}{R}$$

Eksempel

Den maksimale udgangseffekt for en forstærker skal bestemmes, hvilket gøres ved 1 kHz. Den tilsluttede højttaler er 4 Ω.

En tonegenerator tilkobles indgangen, og signalet skrues netop så højt op, at udgangsspændingen ved maks. opskruet volumenkontrol ikke bliver fklippeto. Dette måles på udgangen med et oscilloskop. Den aflæste spænding er $U_{\text{spids/spids}}$ og udgør her i eksemplet 40 V, som medfører en $U_{\text{spids}} = 20$ V.

$$U_{\text{rms}} = \frac{U_{\text{spids}}}{1,41} = \frac{20}{1,41} = 14,18 \text{ V}$$

Sinuseffekten

$$P = \frac{U_{\text{rms}}^2}{R} = \frac{14,18^2}{4} = 50,3 \text{ W}$$

Musikeffekt

Musikeffekten er den udgangseffekt, som en forstærker kan afgive under korte, kraftige musikpassager og uden nærmere specificerede betingelser, i modsætning til sinuseffekt, hvor der er tale om konstant afgivet effekt.

Musikeffekten kan måles på samme måde som sinuseffekten, men med den væsentlige forskel, at forstærkeren frakobles den interne strømforsyningsdel og i stedet tilføres den nødvendige arbejds-spænding og -strøm fra en ydre strømkilde med konstant spænding. I praksis anvendes dog mest forstærkerens egen forsyning.

Forstærkerens interne strømforsyning går ofte lidt ned i spænding, når forstærkeren skal afgive en konstant, høj udgangseffekt og dermed trække en vedvarende kraftig strøm.

Konstruktionen af forstærkerens strømforsyningsdel er derfor væsentligt afgørende for, at der for nogle forstærkere angives en relativt større værdi for musikeffekt i forhold til sinuseffekt end for andre forstærkere.

Driftseffekt

Driftseffekten er knyttet til højttaleren og er defineret som den effekt, en højttaler skal have tilført for at afgive et lydtryk på 96 dB i en afstand af 1 m fra højttaleren.

Effektbåndbredde

Udgangsforstærkerens effektbåndbredde angives med den øvre og nedre grænsefrekvens, ved hvilke den afgivne effekt ved foreskrevet klirfaktor er faldet 3 dB.

Dæmpningsfaktor

Når en forstærker afgiver en kraftig tone ved en lav frekvens, lige omkring højttalerens egenresonans, vil membranen have tendens til at svinge for kraftigt. Denne form for egensvingning vil ofte forekomme som forvrængning.

Dæmpningsfaktoren er et udtryk for, hvor godt denne uønskede egensvingning dæmpes; jo større dæmpningsfaktor, desto mere dæmpes den uønskede egensvingning.

Dæmpningsfaktoren angives som forholdet mellem den tilsluttede højttalers impedans og effektforstærkerens indre modstand R_i .

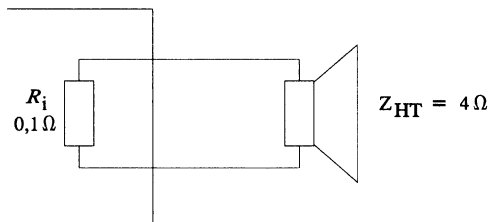
$$D = \frac{Z_{\text{HT}}}{R_i}$$

Ifølge DIN 45500 skal D være bedre end 3 i frekvensområdet fra 40 til 12 500 Hz. D måles ved maksimal udgangseffekt, hvor den er lavest.

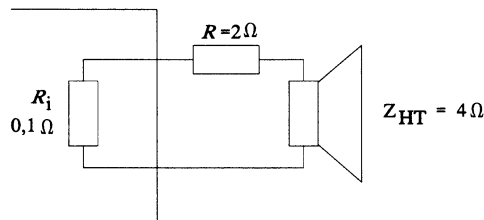
En lav indre modstand eller udgangsimpedans er opnået ved, at der er etableret spændingstaget modkobling på forstærkerens udgang, se kapitlet "Modkobling".

Der må ikke sættes en modstand i serie med højttaleren eller anvendes lange HT-ledninger med for stor modstand, da det ødelægger dæmpningsfaktoren.

Eksempel



el208-20.CDR



el208-21.CDR

$$D = \frac{Z_{HT}}{R_i} = \frac{4}{0,1} = 40$$

$$D = \frac{Z_{HT}}{R_i} = \frac{4}{(0,1 + 2)} \approx 2$$

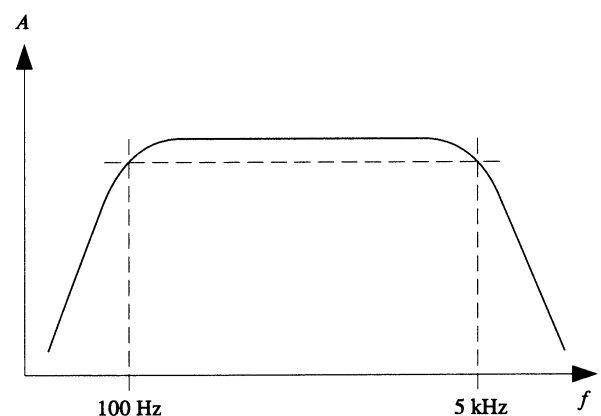
Forvrængningsformer

En LF-forstærker med udgang og højttaler skal kunne gengive alle hørbare frekvenser uforvrænget og med korrekt indbyrdes forhold.

Dette er meget vanskeligt at opnå, idet der altid opstår en smule forvrængning, især i klasse B forstærkere.

Lineær forvrængning

Dersom en forstærkers frekvensgang, fx kun er ret fra 100 Hz til 5 kHz, vil dybe og høje toner ikke blive gengivet, selv om de tilføres forstærkeren.



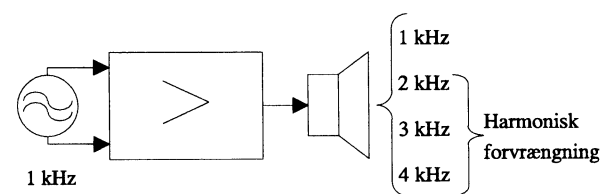
el208-22.CDR

Denne manglende evne til at gengive lave og høje toner kaldes lineær forvrængning og er normalt ikke særligt generende.

Ifølge DIN 45500 skal frekvensgangen for en retlinet indgang være 40 Hz til 16 kHz 1,5 dB og for modforvrænget (modkoblet) indgang være 40 Hz til 16 kHz 2 dB.

Ulineær forvrængning

Tilføres en færdig 1 kHz sinus til forstærkeren, vil den selv frembringe harmoniske forvrængninger af den tilførte frekvens, dvs. 2, 3, 4 kHz osv.



el208-23.CDR

Denne forvrængning kaldes klir og opstår på grund af overstyring, krumme karakteristikker, forkert arbejds-punkt m.m.

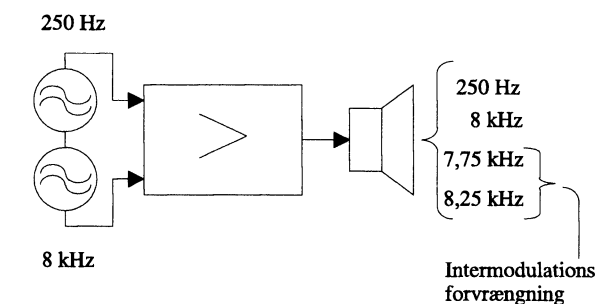
Klirfaktoren angiver procentindholdet af de uønskede frekvenser i forhold til grundfrekvensen.

Ifølge DIN 45500 må klirfaktoren maksimalt være 1% ved 10 W for mono og 2×6 W ved stereo.

Intermodulation (IMA)

Intermodulation er en anden form for forvrængning, der, som navnet angiver, opstår ved en uønsket modulation eller ved blanding af to frekvenser.

Tilføres forskellige frene sinustoner til forstærkeren, vil der på grund af krumme karakteristikker (diode-stræk) opstå sum- og differensfrekvenser samt harmoniske af disse.



el208-24.CDR

Ved målingen er det tilførte 8 kHz signal 4 gange svagere end det tilførte 250 Hz signal.

Ifølge DIN 45500 må IMA maksimalt være 3%.



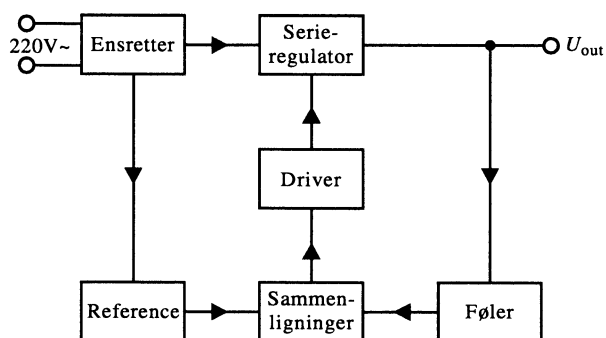
Power Supply

Stabiliseret spændingsforsyning

Formål

Formålet er at holde spændingen stabil uafhængig af strømforbrug og netspændingsvarationer.

Blokdiagram og funktion



ek519-01.CDR

Ensretteren afleverer en ustabiliseret DC-spænding til serieregulatoren.

Referencen leverer en stabil spænding til sammenligneren.

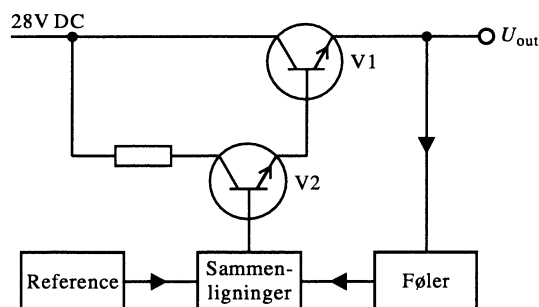
Føleren overvåger udgangsspændingen og giver besked til sammenligneren, om den ændrer sig.

Sammenligneren tilføjes en reference og et udtryk for udgangsspændingen, og ud fra disse styrer den strømmen i serieregulatoren via driveren.

Driveren forstærker styrestrømmen fra sammenligneren til serieregulatoren.

Serieregulatoren åbner og lukker for strømmen afhængig af, hvad sammenligneren fortæller den via driveren, og derved holdes udgangsspændingen konstant.

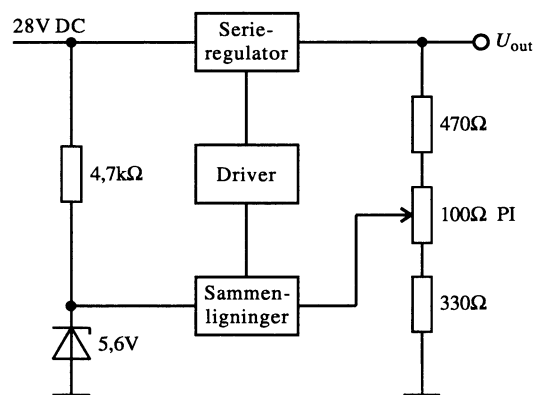
Serieregulator og driver



ek519-02.CDR

Serieregulatorens (V1) kollektor forbindes til ensrettens DC-spænding, her 28 V. Basis forbindes til driverens (V2) emitter, således at emitterstrømmen i V2 bliver basisstrøm i V1. Driverens kollektor forbindes ligeledes til 28 V, men via en $100\ \Omega$ modstand. Basisspændingen på V2 bestemmes af sammenligneren, der derfor også bestemmer udgangsspændingen, da der er to diodestrækninger á 0,6 V til udgangsspændingen, altså $U_{out} = U_{BV2} - 1,2\text{ V}$.

Reference og føler

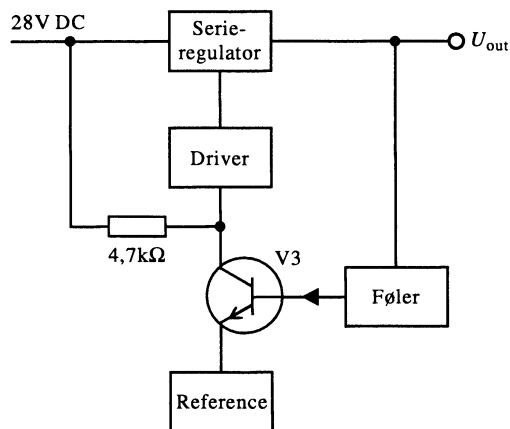


ek519-03.CDR

Referencespændingen udtages over en zenerdiode, således at spændingen er rimelig stabil. Normalt vælges værdier omkring 5 til 6 V, da de er mere stabile over for temperaturændringer end de værdier, der ligger både over og under 5 til 6 V.

Følere er en spændingsdeler bestående af modstande og her er den ene lavet variabel, således at udgangsspændingen kan varieres. Den følger på udgangsspændingen og en del af denne tilføres sammenligneren, hvor stor en del bestemmes af potentiometret (P1).

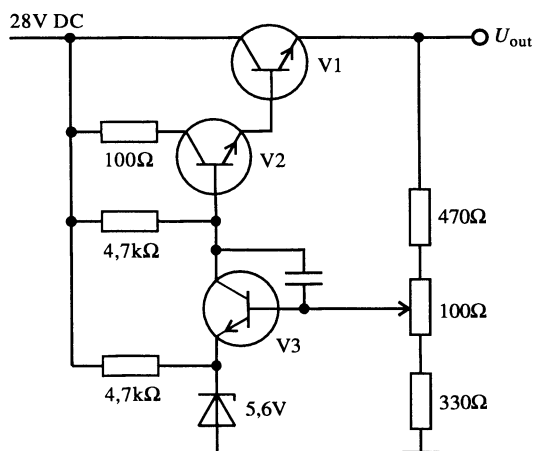
Sammenligner



ek519-04.CDR

Sammenligneren (V3) har den faste reference på emitteren og en del af udgangsspændingen via føleren på basis. De to spændinger bestemmer således U_{BE} på V3 og dermed strømmen i transistoren og derved igen U_C . Som tidligere nævnt er U_{out} 1,2 V mindre end U_C V3 (eller U_{BV2}).

Totaldiagram



ek519-05.CDR

Her er de enkelte blokke sat sammen til en helhed.

Ved beregning af udgangsspændingen skal vi se på føleren og referencespændingen således:

$$U_Z = 5,6 \text{ V og } U_B \text{ V3 må være } 0,6 \text{ V større.}$$

$$U_{BV3} = 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 6,2 \text{ V}$$

Altså er spændingen på armen af P2 6,2 V. I det efterfølgende går der ud fra at strømmen i basis af V3 er så lille, at den ingen betydning får følerens spændingsdeler, I_{BV3} sættes til 0 mA, og potentiometret sættes i midterstilling, således at bundmodstanden bliver $330 \Omega + 50 \Omega = 380 \Omega$ og topmodstanden bliver $470 \Omega + 50 \Omega = 520 \Omega$. Over bundmodstanden findes basisspændingen på V3 = 6,2 V. Derfor bliver strømmen i bundmodstanden:

$$I_{\text{bundmodst.}} = \frac{6,2 \text{ V}}{380 \Omega} = 16,3 \text{ mA}$$

Da vi går ud fra, at der går den samme strøm i hele spændingsdeleren ($I_{BV3} = 0$), bliver udgangsspændingen:

$$U_{out} = 16,3 \text{ mA} \cdot (470 \Omega + 100 \Omega + 330 \Omega) = 14,7 \text{ V}$$

Hvad sker der, hvis udgangsspændingen ændre sig, eksempelvis stiger:

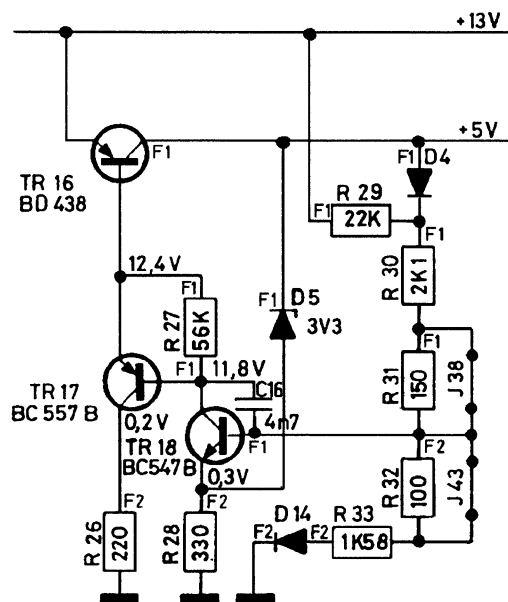
Via føleren vil spændingen også stige på basis af V3, og da der er fasedrejning til kollektor, må den falde på kollektor. Driver og serieregulator er koblet som emitterfølger og har derfor ingen fasedrejning. Derfor vil spændingen falde fra basis til emitter på driveren og ligeledes på serieregulatoren, og udgangsspændingen er justeret på plads igen.

$$U_{out} \uparrow \Rightarrow U_{BV3} \uparrow \Rightarrow U_{CV3} \downarrow \Rightarrow U_{BV2} \downarrow \Rightarrow U_{EV2} \downarrow \Rightarrow$$

$$U_{BV1} \downarrow \Rightarrow U_{EV1} \downarrow \Rightarrow U_{out} \downarrow, \text{ og så er vi på plads igen.}$$

Eksempel - Beomaster 5500

I stedet for, at stabiliseringen er i forhold til stel, kan man også have den i forhold til udgangsspændingen. Her følger et eksempel fra Beomaster 5500's 5 V forsyning.



ek519-06.TIF

Reference

Spændingen over zenerdioden D5 på 3,3 V.

Hvis udgangsspændingen ændre sig, vil hele ændringen blive overført til emitteren af TR18, da der altid vil være 3,3 V over zenerdioden.

Føler

Består af D4, R30, R33 og D14 (R31 og R32 er kortsluttet i denne model).

Der vil ligge 0,65 V fast over de to dioder, og resten af de 5 V bliver spændingsdelt af R30 og R33. Hvis udgangsspændingen ændrer sig, vil kun en del af ændringen blive overført til basis af sammenligneren.

Sammenligner

TR18 får tilført den fulde ændring til emitteren og kun en del af ændringen til basis, og derfor vil strømmen også ændre sig i transistoren.

Hvis fx U_{out} falder 1 V, vil U_E også falde 1 V, men U_B kun falde ca. 0,5 V. Altså vil emitteren fjerne sig fra basis, og U_{BE} vil stige, og TR18 vil trække mere strøm, og U_C vil falde. Denne meddelelse gives videre til driver og serieregulator.

Driver og serieregulator

TR16 virker som serieregulator, og TR17 virker som driver, der forstærker meddelelsen fra TR18 op.

Diverse

R29 virker som startmodstand, D4 og D14 er afbrudt ved start og sikrer en hurtig start af strømmen i TR18 og derved af hele strømforsyningen.

Først når U_C TR16 når op over 3,3 V, vil zenerdioden begynde at lede. Derefter vil U_E TR18 stige sammen med U_{out} og derved lukke ned for strømmen i TR18. Udgangsspændingen vil derfor maksimum stige op til en spænding bestemt af føleren og 3,3 V.

Når spændingen over D4 + R30 når op på de 3,3 V – U_{BE} TR18 (de udgår begge fra U_{out}), vil den ikke kunne stige mere. Derfor bliver udgangsspændingen som følger:

$$U_{R30} + U_{D4} = 3,3 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 2,7 \text{ V}$$

$$U_{R30} = 2,7 \text{ V} - 0,6 \text{ V}$$

$$U_{R30} = 2,1 \text{ V}$$

$$I_{R30} = \frac{2,1 \text{ V}}{2,1 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$$

så må I_{R33} også være 1 mA (I_{BTR8} sættes til 0)

$$U_{R33} = 1 \text{ mA} \cdot 1,58 \text{ k} = 1,58 \text{ V}$$

$$U_{out} = U_{R30} + U_{R33} + U_{D4} + U_{D14}$$

$$U_{out} = 2,1 \text{ V} + 1,58 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 4,88 \text{ V}$$

Hvis U_{D4} og U_{D14} sættes til 0,65 V giver det 5 V.

□

Fejlfinding

I dette kapitel gennemgås de principper, der anvendes ved systematisk fejlfinding.

For at finde frem til en defekt komponent er der flere fremgangsmåder, der kan benyttes.

Fejlsøgning efter erfaringsmetoden

Denne metode er ikke særlig systematisk, men bygger på et stort erfaringsgrundlag, hvor man efter et længere kendskab til et bestemt apparat har fundet frem til, at fx:

- Fejlsymptom A skyldes en fejl i modul X
- Fejlsymptom B skyldes enten en fejl i modul Y eller Z
- Fejlsymptom C skyldes osv.

Denne form for fejlsøgning kan have sine fordele, når det drejer sig om hyppigt forekommende fejl på en bestemt apparattype, men når det drejer sig om ukendte fejl, er denne metode uanvendelig. En anden sag er, at man let nglemmes at tænke logisk, hvis man overvejer de bruger denne metode.

Systematisk fejlsøgning

Når man på den hurtigste og mest rationelle måde skal finde frem til en fejl, kan det betale sig at gå systematisk frem og efterhånden indkredse den fejlbehæftede komponent. Denne metode kan i nogle tilfælde være langsomme, men er til gengæld mere sikker end den først beskrevne metode. Den erfarne fejlfinder vil nok i praksis benytte sig af en kombination af begge metoder.

Fejlfinding

En fejlfindingsopgave vil altid begynde med, at man skaffer sig så præcise oplysninger som muligt om funktionen af det apparat, der er fejlbehæftet.

Det kan fx være:

- Hvordan opstod fejlen
- Hvordan uddarter fejlen sig
- Er fejlen konstant eller periodisk
- I givet fald, hvornår viser fejlen sig

Apparatets funktion

Den første afgørelse, der skal træffes, når et apparat skal repareres, er, om det virker efter hensigten.

I denne fase er det vigtigt at sætte sig ind i betjeningsvejledningen for det pågældende apparat.

Samtlige ydre kontroller, input og output kontrolleres. Det er i den forbindelse vigtigt, når det drejer sig om et mikroprocessorstyret apparat også at kontrollere de modes, der kun nås ved at ngraved sig ned i menuerne.

Periodiske fejl

Hvis apparatet tilsyneladende virker, kan der enten være tale om, at det ikke overholder specifikationerne, eller at det indeholder en periodisk fejl.

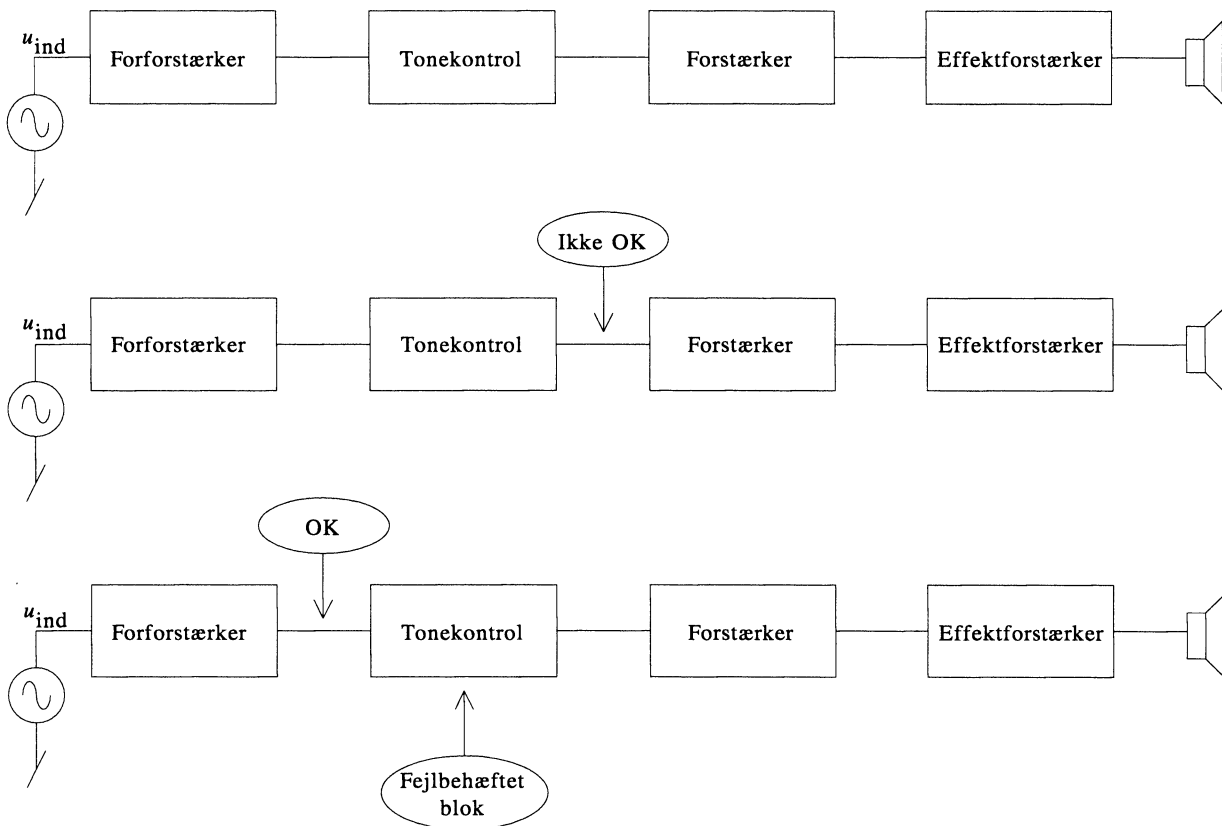
En periodisk fejl kan volde store problemer ved fejlfinding, idet det kan være svært at få fejlen til at vise sig. Dette kan skyldes andre afprøvningsbetingelser, som fx temperatur, vibrationer og fugtighed.

Endvidere kan en periodisk fejl også skyldes de tilsluttede kredsløb, som kan medføre støjpåvirkning via stilledninger. En sådan fejl vil næsten være umulig at finde på et værksted, hvor man ikke kan frembringe den samme situation.

Blokfejlfinding

Hvis der konstateres en fejl, er det vigtigt, at man, inden fejlfindingen begynder, har sat sig grundigt ind i blokdiagrammet for det pågældende apparat. Det er ligeledes vigtigt, at man kender signalvejen igennem apparatet.

I første omgang drejer det sig om at lokalisere den defekte blok, og til dette brug anvendes signalfejlfinding, dvs. at der indføres et signal til input af kredsløbet. Dette signal følges i de enkelte blokke.



el230-04.CDR

For at udføre fejlfindingen så rationelt som muligt bør man anvende halveringsmetoden, dvs. at man foretager den første måling midtvejs i apparatet. Derved kan den ene halvdel af apparatet udelukkes. Derefter halveres igen, indtil man har indkredset den defekte blok.

Komponentfejlfinding

Når den defekte blok er fundet, indkredsnes den/de defekte komponenter ved hjælp af DC-måling og evt. ohmmåling. Ved DC-måling på transistorer er det vigtigt at kontrollere, om der er den korrekte basis-emitterspænding.

Fejlfinding på mikroprocessorbaseret elektronik

Ved fejlfinding på sådant udstyr gælder som i traditionelt udstyr, at det er vigtigt at fastslå, under hvilke betingelser fejlen viser sig, og hvorledes fejlen udarter sig.

Opbygningen af mikroprocessorbaserede kredsløb gør, at en hardwarefejl som oftest vil få indflydelse på mange funktioner. Dette gælder, hvis fejlen ligger i selve CPU'en, chip-select-kredsløbet eller bussystemet.

Ligger fejlen derimod i en portkreds, vil fejlen ofte være afgrænset, men i tilfælde af, at det er en inputport, vil det manglende signal naturligvis medføre, at udgangene ikke reagerer korrekt.

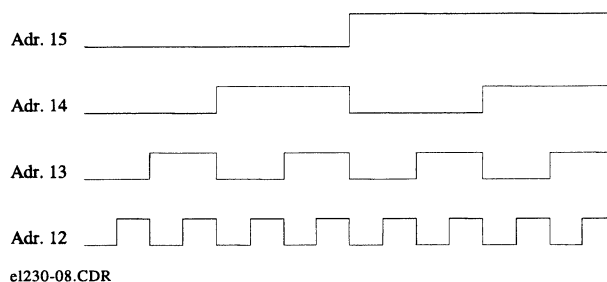
Afhængig af udstyret vil der ofte være mulighed for at skifte til et serviceprogram, som giver mulighed for enten at udlæse en eventuel fejlkode eller at styre programmet manuelt. Det sidste forudsætter naturligvis, at væsentlige dele af CPU-kredsløbet er intakt.

Følgende betingelser skal opfyldes, for at CPU'en i det hele taget kan arbejde, og bør undersøges først, hvis man overhovedet ikke kan komme i kontakt med den:

- Forsyningsspænding og stelforbindelser
Skal altid checkes med oscilloskop, da kortvarige ændringer ellers ikke kan ses. 5 V må højst falde til 4,7 V
- Oscilloskopet svinger
Kan ses på krystallet
- CPU bliver resat
Kortslut evt. til stel eller U_{CC}
- Ingen overordnede ben (indgange) giver en forkert besked, fx interrupt

Hvis CPU-kredsløbet ikke fungerer efter hensigten, vil det ofte være muligt at indskyde et såkaldt free-run-kredsløb mellem CPU'en og det øvrige kredsløb. Dette medfører, at CPU'en tvinges til at læse en NO OPERATION kode på alle adresser.

Herefter er det muligt ved hjælp af et oscilloskop at følge fx CS-udgangene eller en enkelt adresse- eller dataledning. Dette gøres ved at forbinde den ene af oscilloskopets kanaler til den højeste adresseledning og trigge på bagflanken af dette signal. Ved en passende indstilling af timebasen vil man kunne se hele adresseområdet på skærmen.



Fejlfinding på HF-kredsløb

Når der skal fejlfindes på et HF-kredsløb, er fremgangsmåden stort set den samme som før nævnt. Derimod er det anvendte måleudstyr anderledes, og måleteknikken er ligeledes anderledes.

Fejlfinding på modtagere

Drejer det sig om fejlfinding på modtagerkredsløb, er det som regel ret små signalniveauer, der skal tilføres indgangen, og dermed vil det også være svært at følge signalet hen gennem de forskellige blokke. I stedet indsættes HF-signalet mellem de enkelte blokke ved hjælp af en kapacitet.

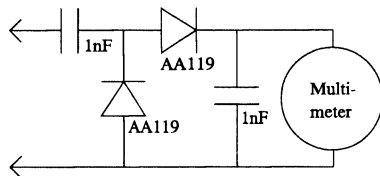
Efter detektoren udtages signalet, og der måles enten S/N - SINAD eller blot ved at lytte til højttaleren.

Dette indsatte signal kan ikke påregnes at svare til signalet, der normalt vil være i indsætningspunktet, men hvis der i forvejen er foretaget de samme målinger på et kredsløb, der er i orden, kan disse bruges som reference.

Fejlfinding

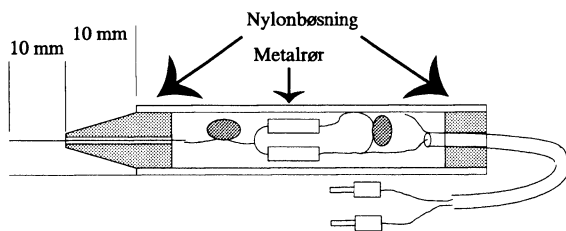
Fejlfinding på sendere

Ved fejlfinding på senderkredsløb er det derimod muligt at følge signalet hele vejen gennem kredsløbet. Her vil en diodeprobe være til stor hjælp. Diodeproben kan være opbygget, som vist herunder.



el230-05.CDR

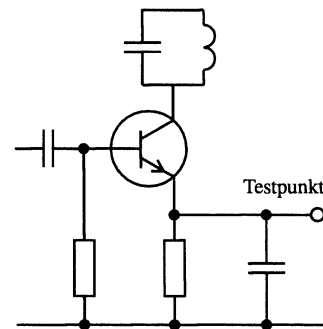
Proben vil ensrette HF-spændingen i målepunktet, og DC-spændingen kan nu måles med et almindeligt multi-meter. Proben kan anvendes helt op i UHF-området uden problemer, blot må man sørge for, at måleledningerne er meget korte. Dette gælder såvel signal- som stelledninger, se tegningen.



el230-06.CDR

Opbygning af en diodeprobe

Der vil ofte i multiplifier- og PA-kredsløb være målepunkter i form af en lille afkoblet modstand i emitteren. Over denne modstand vil der kunne måles en DC-spænding, der er et mål for middelstrømmen i den pågældende transistor. I enkelte anlæg er der også monteret faste diodeprober på de forskellige målepunkter.



el230-07.CDR



Stikordsregister

A

A'(A-mærke) 31
 AC-forhold 7
 AC-modkobling 31, 40
 amplituderegulering 59
 A_o 31
 arbejds punkt 63, 70
 arbejds punktstabilisering 6, 40
 A_s 31

B

β (beta) 31
 balanceret indgang 49
 balanceret indgangsspænding 43
 bashæv 38
 bassænk 38
 bias 66
 Blokfejlfinding 80
 bootstrap 68
 buffer 52, 55
 båndbredde 31, 35

C

CMRR (Common Mode Rejection Ratio) 43
 common mode 56
 common mode forstærkning 45
 common mode spænding 49
 cross-over 65

D

darlingtonforbindelse 68
 dB/dekade (20) 57
 dB/oktav (6) 57
 DC-arbejds linie 4
 DC-arbejds punkt 3
 DC-dimensionering 7
 DC-modkobling 5, 31, 40, 70
 differensforstærkning 44
 differentialforstærker 70
 differentiell indgang 49

differentiell indgangsspænding 43
 dimensioneringseksempel 21
 DIN 45500 72, 73, 74
 diodeprobe 82
 diskant hæv 39
 diskantsæk 39
 drainmodstand 21
 drift 58
 drift effekt 72
 driver 75
 dynamisk modstand 9
 dæmpningsfaktor 72

E

effekt båndbredde 72
 effektforstærker 63
 effekthyperbel 5, 19
 ekstern kompensation 57
 emitterfølger 64
 emitterimpedans 9, 11, 14
 emittermodstand 5
 enhedsfrekvens 58

F

fasedrejning 9, 35
 fejlfinding 79
 Fixed Bias 6, 19
 f_n 35
 forvrængning 31, 35
 frekvensgang 40
 frekvenskarakteristik 12, 35
 f_ϕ 35
 føler 75

G

gatemodstand 20
 g_{fs} 18
 g_m 18
 grænsefrekvens 35
 grænsefrekvens (f_ϕ) 12

H

h-parametre 8
 half-supply 4
 h_{fe} 8
 h_{je} 8
 h_{oe} 8
 hvilestrøm 69
 højtalerimpedans 71

I

impedans 56
 impedansomformer 55
 indgangsimpedans 8, 10, 35, 54
 indgangskapacitet 13
 indre kapacitet 24
 integrator 52
 intermodulation 74
 inverterende forstærkning 50
 inverterende kobling 50

J

jordet basis 16
 jordet drain 23
 jordet emitterkobling 14
 jordet gate 23
 jordet kollektor 15
 jordet source 23

K

klasse A 63
 klasse AB 64
 klasse B 64
 klasse C 64
 klir 31
 kollektorimpedans 11
 komplementær forstærker 64
 komponentfejlfinding 81
 konstantstrømgenerator 70
 konstantstrømgenerator 69
 kortslutningssikring 70

L

lineær forstærker 23
 lineær forvrængning 73
 lækstrøm 20

M

midtpunktsspænding 66, 69
 miller kapaciteter 68
 modkoblingsfaktoren 31
 modkoblingsgrad 31
 modkoblingssignal 35
 musikeffekt 72

N

N-kanal JFET 17
 nedre grænsefrekvens 14
 non-inverterende forstærkning 50
 non-inverterende kobling 50

O

offset 58
 ohmske område 17
 overføringskondensator 14
 overgangsfrekvens 38, 39

P

parallelmodkobling 35
 pentodeområdet 18
 periodisk fejl 79
 pinch off 18
 push - pull 64

Q

quasi-komplementært udgangstrin 68

R

r_e 9
 reference 75
 RIAA-forstærker 40
 ringning 36
 råforstærkning 31, 52

S

S (punktet-) 53
 sammenligner 75
 seriemodkobling 35, 35
 serieregulator 75
 siemens 18
 single supply 68
 sinuseffekt 72
 Sinusspænding 59
 sløjfeforstærkning 31, 53, 59
 småsignaludgangsadmittansen 18
 som integrator 52
 sourceafkobling 27
 sourcemodstand 20
 split supply 68
 spænding til strømkonverter 51
 spændings- parallelmodkobling 35
 spændings- seriemodkobling 35
 spændingsforstærkning 9
 spændingsfølger 55
 spændingsmodkobling 32
 spændingsstyret modstand 22
 stabilitetsforhold 57
 strøm til spændingskonverter 51
 strøm- parallelmodkobling 35
 strøm- seriemodkobling 35
 strømbegrænsning 71
 strømgenerator 69
 strømmodkobling 35
 strømstyret 69
 støjspænding 43
 subtraktionskredsløb 52
 summationskobling 51
 summeringspunkt 50

T

temperaturafhængighed 5
 thermal runaway 5
 tilladelig effekt 19
 tomgangsstrøm 63, 66, 69
 triodeområde 22

U

udgangseffekt 71
 udgangsimpedans 32, 54, 64
 udgangskapacitet 13, 27
 ulineær forvrængning 73
 unity gain bandwidth 58
 U_{rms} 72
 ustabilitet 35

V

virkningsgrad 63
 virtuel ground 53

Y

Y_{fs} 18

Z

Z_{in} 10
 Z_{out} 10